



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA

---



KNEŽEVIĆ JOVAN

**NOVI METOD ZA ANALIZU  
HARMONIJSKOG IZOBLIČENJA  
SIGNALA KOD OCENE KVALITETA  
ELEKTRIČNE ENERGIJE**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2016.



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA

KNEŽEVIĆ JOVAN

**NOVI METOD ZA ANALIZU  
HARMONIJSKOG IZOBLIČENJA  
SIGNALA KOD OCENE KVALITETA  
ELEKTRIČNE ENERGIJE**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: *Prof. dr. Vladimir Katić*

Kandidat: *mr Knežević Jovan*



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ ● ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА  
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР:</b>	
Идентификациони број, <b>ИБР:</b>	
Тип документације, <b>ТД:</b>	Монографска публикација
Тип записа, <b>ТЗ:</b>	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР:</b>	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ:</b>	Кнежевић Јован
Ментор, <b>МН:</b>	Владимир Катић
Наслов рада, <b>НР:</b>	Нови метод за анализу хармонијског изобличења сигнала код оцене квалитета електричне енергије
Језик публикације, <b>ЈП:</b>	Српски
Језик извода, <b>ЈИ:</b>	Српски
Земља публикавања, <b>ЗП:</b>	Р. Србија
Уже географско подручје, <b>УГП:</b>	АП Војводина, Нови Сад
Година, <b>ГО:</b>	2016.
Издавач, <b>ИЗ:</b>	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА:</b>	ФТН, Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Физички опис рада, <b>ФО:</b> (поглавља/страна/цитата/табела/слика/графика/прилога)	6/99/165/4/73/0/0
Научна област, <b>НО:</b>	Електротехника и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, <b>НД:</b>	Електроенергетика
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО:</b>	Квалитет електричне енергије, хармоници, Фуријеова трансформација, адаптивни појасни филтеру,
<b>УДК</b>	
Чува се, <b>ЧУ:</b>	Библиотека Факултета техничких наука, Нови Сад
Важна напомена, <b>ВН:</b>	

Извод, **ИЗ:**

Научна расправа изложена у овој тези бави се анализом квалитета електричне енергије. Висок ниво електричне енергије подразумева да су напон напајања и струја потрошача идеалне синусоиде са тачно одређеном амплитудом и учестаношћу. Било каква одступања од идеалног називају се изобличења и најчешће се карактеришу са хармоницима.

Последњих година долази до наглог развоја полупроводничких компонената. Такве компоненте су утицале на убрзан развој снажних уређаја енергетске електронике. Ти уређаји су нелинеарног карактера, што доводи до појаве хармоника у сигналима напона и струја електроенергетског система. Први проблем којим се бави ова теза је анализа таласних облика струја исправљача. Методе примењене за анализу су *wavelet* трансформација (ВТ) и *modulated overlapped* трансформација (МЛТ). МЛТ надокнађује недостатак ВТ да декомпонује сигнал у одговарајуће подопсеге који могу садржати и више хармоника и даје тачну информацију о сваком хармонику. Обе методе су погодне за *offline* анализу. За *online* анализу предложен је хибридни метод базиран на дискретној Фуријеовој трансформацији (ДФТ) и адаптивном појасном филтеру (ЕПЛЛ). Хибридни метод је задржао динамички одзив ДФТ-а, док је ЕПЛЛ обезбедио синхронизацију са основном учестаношћу система. Хибридни метод даје довољно тачну информацију о основном и вишим хармоницима само ако су њихове учестаности целообројни умножак учестаности основног хармоника. У случају појаве интерхармоника, односно када тај однос више не важи, хибридни метод не даје тачне резултате. За анализу таквих сигнала предложен је нови метод, који је базиран на адаптивном дискретном појасном филтеру (АНФ) т.ј. метод користи дискретни појасни филтер за моделовање хармонијских компонената у улазном сигналу, док се проширени Калманов филтер (ЕКФ) користи као адаптивни механизам. Нови метод је преузео особину АНФ-а да може адаптивно да прати промене учестаности и особину ЕКФ-а да има бољи динамички одзив. Методе су имплементирани на дигиталном процесору за обраду сигнала и упоређене са постојећим методама. Методе показују предности у односу на друге методе.

Датум прихватања теме, **ДП:**

Датум одбране, **ДО:**

Чланови комисије, **КО:**

Председник:

др Јовица Милановић, ред. проф.

Члан:

др Дражен Дујић, ван. проф.

Члан:

др Веран Васић, ред. проф.

Члан:

др Владимир Стрезоски, ред. проф.

Потпис ментора

Ментор:

др Владимир Катић, ред. проф.



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES  
21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monographic publication
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material
Contents code, <b>CC</b> :	Ph.D. thesis
Author, <b>AU</b> :	Knezevic Jovan
Mentor, <b>MN</b> :	Vladimir Katic
Title, <b>TI</b> :	A new method for analysis of signal harmonic distortion by evaluation of power quality
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian
Country of publication, <b>CP</b> :	Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	Vojvodina, Novi Sad
Publication year, <b>PY</b> :	2016.
Publisher, <b>PB</b> :	Author's reprint
Publication place, <b>PP</b> :	FTS, Novi Sad, Trg Dositeja Obradovica 6
Physical description, <b>PD</b> : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	6/99/165/4/73/0/0
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Electrical power engineering
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Power quality, harmonics, Fourier transform, adaptive notch filter,
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of the Faculty of Technical Science, Novi Sad
Note, <b>N</b> :	

Abstract, <b>AB</b> :	<p>Scientific research in this thesis discusses power quality analysis. High power quality assumes that both the voltage power supply and the load current are ideal sinusoidal signals with a precisely defined amplitude and frequency. Any deviations from this ideal waveform are considered as distortion and are characterised by harmonics.</p> <p>Over the last few decades, there has been a rapid development of semiconductor components. Such components made an impact on the fast development of power electronics devices. These devices are nonlinear, introducing harmonics in both voltage and current of the power grid. The first issue researched in this thesis is the analysis of the rectifier voltage and current waveforms. Methods used for the analysis are the wavelet transform (WT) and the modulated overlapped transform (MLT). The MLT overcomes the drawback of the WT, which decomposes the signal into subbands that can contain more harmonics, and gives accurate information about every harmonic. Both methods are suitable for offline analysis. For online analysis, a hybrid method is proposed, based on the discrete Fourier transform (DFT) and the adaptive notch filter (EPLL). The hybrid method retains a good dynamic response of the DFT whereas the EPLL provides a synchronisation with the fundamental system frequency. The hybrid method provides accurate information on the fundamental and the higher harmonics only if their frequencies are integer multiples of the fundamental frequency. In the case of interharmonics, i.e. when this integer ratio is not valid, the hybrid method does not provide accurate results. In order to analyse such signals, a new method is proposed. It is based on discrete adaptive notch filter (ANF), i.e. the method uses a discrete notch filter for modeling the harmonic components in the input signal, whereas an Extended Kalman Filter (EKF) is used as an adaptation algorithm. The adaptive notch Kalman filter inherited the property of the ANF to adaptively track changes in the frequency and the property of the EKF to have a faster dynamic response. Methods have been implemented in a digital signal processor and compared with the existing ones. The methods show advantages compared to other methods.</p>	
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :		
Defended on, <b>DE</b> :		
Defended Board, <b>DB</b> :	President:	Jovica Milanović, Ph. D., Professor
	Member:	Dražen Dujčić, Ph. D., Assistan Professor
	Member:	Veran Vasić, Ph. D., Professor
	Member:	Vladimir Strezoski, Ph. D. Professor
	Member, Mentor:	Vladimir Katić, Ph. D., Professor
		Menthor's sign

## Rezime

Naučna rasprava izložena u ovoj tezi se bavi analizom kvaliteta električne energije. Visok kvalitet električne energije podrazumeva da su napon napajanja i struja potrošača idealne sinusoide sa tačno određenom amplitudom i učestanošću. Bilo kakva odstupanja od idealnog se nazivaju izobličenja i najčešće se karakterišu harmonicima.

Poslednjih decenija dolazi do naglog razvoja poluprovodničkih komponenata. Takve komponente su uticale na ubrzan razvoj snažnih uređaja energetske elektronike. Ti uređaji su nelinearnog karaktera, što dovodi do pojave harmonika u signalima napona i struje elektroenergetskog sistema. Prvi problem kojim se bavi ova teza je analiza talasnih oblika struja i napona ispravljača. Metode primenjene za analizu su *wavelet* transformacija (WT) i *modulated overlapped* transformacija (MLT). MLT nadoknađuje nedostatak WT da dekomponuje signal u odgovarajuće podopsege koji mogu sadržati više harmonika i daje tačnu informaciju o svakom harmoniku. Obe metode su pogodne za *offline* analizu. Za *online* analizu predložen je hibridni metod baziran na diskretnoj Furijeovoj transformaciji (DFT) i adaptivnom pojasnom filteru (EPLL). Hibridni metod je zadržao dinamički odziv DFT-a, dok je EPLL obezbedio sinhronizaciju sa osnovnom učestanošću sistema. Hibridni metod daje dovoljno tačnu informaciju o osnovnom i višim harmonicima ako su njihove učestanosti celobrojni umnošci učestanosti osnovnog harmonika. U slučaju pojave interharmonika odnosno kada taj odnos više ne važi, hibridni metod ne daje tačne rezultate. Za analizu takvih signala predložen je novi metod, koji je baziran na adaptivnom diskretnom pojasnom filteru (ANF) t.j. metod koristi diskretni pojasni filter za modelovanje harmonijskih komponenti u ulaznom signalu, dok se prošireni Kalman filter (EKF) koristi kao adaptivni mehanizam. ANKF je preuzeo osobinu ANF-a da može adaptivno da prati promene učestanosti i osobinu EKF-a da ima bolji dinamički odziv. Metode su implementirane na digitalnom procesoru za obradu signala i upoređeni sa postojećim metodama. Metodi pokazuju prednosti u odnosu na druge metode.



## **Abstract**

Scientific research in this thesis discusses power quality analysis. High power quality assumes that both the voltage power supply and the load current are ideal sinusoidal signals with a precisely defined amplitude and frequency. Any deviations from this ideal waveform are considered as distortion and are characterised by harmonics.

Over the last few decades, there has been a rapid development of semiconductor components. Such components made an impact on the fast development of power electronics devices. These devices are nonlinear, introducing harmonics in both voltage and current of the power grid. The first issue researched in this thesis is the analysis of the rectifier voltage and current waveforms. Methods used for the analysis are the wavelet transform (WT) and the modulated overlapped transform (MLT). The MLT overcomes the drawback of the WT, which decomposes the signal into subbands that can contain more harmonics, and gives accurate information about every harmonic. Both methods are suitable for offline analysis.

For online analysis, a hybrid method is proposed, based on the discrete Fourier transform (DFT) and the adaptive notch filter (EPLL). The hybrid method retains a good dynamic response of the DFT whereas the EPLL provides a synchronisation with the fundamental system frequency. The hybrid method provides accurate information on the fundamental and the higher harmonics only if their frequencies are integer multiples of the fundamental frequency. In the case of interharmonics, i.e. when this integer ratio is not valid, the hybrid method does not provide accurate results. In order to analyse such signals, a new method is proposed. It is based on discrete adaptive notch filter (ANF), i.e. the method uses a discrete notch filter for modeling the harmonic components in the input signal, whereas an Extended Kalman Filter (EKF) is used as an adaptation algorithm. The adaptive notch Kalman filter inherited the property of the ANF to adaptively track changes in the frequency and the property of the EKF to have a faster dynamic response.

Methods have been implemented in a digital signal processor and compared with the existing ones. The methods show advantages compared to other methods.

## *Zahvalnica*

*Zahvaljujem se kćerki Anni i suprugi Filipi na ljubavi, podršci i razumevanju što sam slobodno vreme, umesto njima, posvetio izradi ove disertacije!*

*Zahvaljujem se roditeljima na dugogodišnjoj podršci i razumevanju!*

*Ova disertacija je rezultat dugogodišnjeg istraživačkog rada pod mentorstvom Profesora Vladimira Katića, kome se najiskrenije zahvaljujem na korisnim savetima, pomoći i podršci!*

*Zahvaljujem se Svetlani, Milivoju, Matiji, Željku, Dušanu, Đuri, Draženu i Zoltanu koji su mi pomogli u potrazi za literaturom, korisnim savetima i podršci da ova disertacija dobije svoj konačan oblik.*

*Jovan Knežević*

# SADRŽAJ

<b>1</b>	<b>UVOD .....</b>	<b>- 1 -</b>
1.2.	Cilj disertacije .....	- 4 -
1.3.	Pregled osnovnih standarda .....	- 6 -
1.4.	Pregled osnovnih pojmova .....	- 7 -
1.5.	Spisak literature referencirane u prvom poglavlju .....	- 8 -
<b>2</b>	<b>PREGLED POSTOJEĆIH METODA I NJIHOVIH KARAKTERISTIKA.....</b>	<b>- 11 -</b>
2.1	<b>Furijeova transformacija.....</b>	<b>- 12 -</b>
2.1.1	Pojava lažnih učestanosti (aliasing) .....	- 13 -
2.1.2	Curenje spektra (spectral leakage) .....	- 14 -
2.1.3	Problemi primene Furijeove transformacije u analizi tranzijentnih režima .....	- 17 -
2.1.4	Prozorska Furijeova transformacija .....	- 19 -
2.1.5	Poboljšanja Furijeove transformacije. ....	- 21 -
2.2	<i>Wavelet</i> transformacija .....	- 23 -
2.3	Kalmanov filter .....	- 29 -
2.4	Fazno sinhronizovane petlje i adaptivni filteri .....	- 30 -
2.5	Hibridne metode.....	- 33 -
2.6	Spisak literature referencirane u drugom poglavlju .....	- 33 -
<b>3</b>	<b>HARMONIJSKA ANALIZA STRUJE ISPRAVLJAČA U REGULISANOM ELEKTROMOTORNOM POGONU .....</b>	<b>- 38 -</b>
3.1	Furijeova transformacija i prozorska Furijeova transformacija .....	- 40 -
3.2	<i>Wavelet</i> transformacija .....	- 43 -
3.3	Modulisana preklapajuća transformacija.....	- 48 -

3.4	Analiza talasnih oblika struje ispravljača korišćenjem modulisanе preklapajuće transformacije.....	- 52 -
3.5	Zaključak.....	- 55 -
3.6	Spisak literature referencirane u trećem poglavlju .....	- 55 -
<b>4</b>	<b>METODE ZA ON-LINE HARMONIJSKU ANALIZU .....</b>	<b>- 57 -</b>
4.1	Furijeova transformacija i prozorska Furijeova transformacija .....	- 58 -
4.2	Poboljšana fazno sinhronizovana petlja.....	- 60 -
4.3	Hibridni metod .....	- 61 -
4.4	Komparativni Eksperimentalni rezultati.....	- 64 -
4.4.1	Test 1: Potrošač je diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem .....	- 67 -
4.4.2	Test 2: Potrošač je diodni ispravljač sa induktivnim opterećenjem.....	- 69 -
4.4.3	Test 3: Potrošač je naponski regulator (AC/AC pretvarač) .....	- 71 -
4.5	Zaključak.....	- 73 -
4.6	Spisak literature referencirane u četvrtom poglavlju .....	- 73 -
<b>5</b>	<b>NOVI METOD ZA ANALIZU HARMONIKA SA PROMENLJIVOM AMPLITUDOM I UČESTANOŠĆU .....</b>	<b>- 76 -</b>
5.1	Metod za identifikaciju harmonika .....	- 77 -
5.2	Komparativna simulaciona analiza .....	- 80 -
5.2.1	Amplitudni odziv .....	- 80 -
5.2.2	Odskočni odziv učestanosti.....	- 83 -
5.2.3	Brza promena i amplitude i učestanosti .....	- 85 -
5.3	Eksperimentalni rezultati.....	- 87 -
5.3.1	Propad napona, promena učestanosti i harmonici.....	- 89 -
5.3.2	Naponski fliker modulisan trouglastim signalom i harmonici.....	- 91 -
5.4	Zaključak.....	- 92 -
5.5	Spisak literature referencirane u petom poglavlju .....	- 93 -



## 1 Uvod

Poslednjih dvadesetak godina kvalitet električne energije postaje sve važniji. Sa jedne strane, sve je više uređaja koji zahtevaju izuzetno visok nivo kvaliteta električne energije, a sa druge strane sve je više uređaja koji „prljaju“ napon napajanja elektroenergetskog sistema [1]-[6]. Međutim, ne zahtevaju samo osetljivi uređaji visok kvalitet električne energije; kod ostalih uređaja koji su priključeni na mrežu mogu da se jave problemi u radu. Nesavršenost napona napajanja može da dovede do raznih problema u radu. Poznati problemi koji se mogu pojaviti su sledeći [7]-[9]:

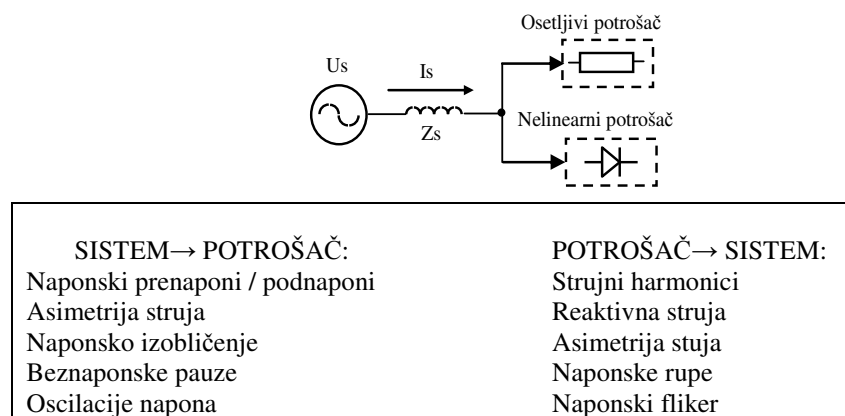
- povećani gubici u radu transformatora, kondenzatora, generatora i motora, što dovodi do povećanog grejanja tih mašina odnosno uređaja a samim tim i do ubrzanog starenja i problema sa izolacijom,
- problemi u radu elektronske opreme, posebno one za koje je bitna detekcija prolaza napona kroz nulu,
- problemi u radu uređaja relejne zaštite,
- netačna očitavanja uređaja merne tehnike
- razne smetnje u radu komunikacionih uređaja i sistema...

Svi ovi problemi doveli su do toga da su se naučnici i inženjeri značajno posvetili analizi kvaliteta električne energije. Samo unošenje reči „kvalitet električne energije“ u *IEEE Xplore* pretraživaču navodi preko pedeset hiljada radova na tu temu, a u *Google* preko 170

miliona pogodaka. Ovaj problem u svakom slučaju nije zanemaren ali nije još uvek ni potpuno istražen s obzirom da se i dalje pojavljuju novi radovi i rešenja.

Analiza kvaliteta električne energije proučava različite fenomene koji se javljaju u elektroenergetskim sistemima. Neki od njih su: varijacije napona napajanja, nesimetrije u sistemu, harmonijska izobličenja i drugi [10]-[11]. Kada se govori o visokom kvalitetu električne energije, podrazumeva se da je napon napajanja potrošača idealna sinusoida sa tačno određenom amplitudom i učestanošću. Takve karakteristike mora da ima i struja potrošača. Bilo kakva odstupanja od idealnog nazivaju se izobličenja i najčešće se karakterišu harmonicima. U ovoj disertaciji je posebna pažnja posvećena analizi harmonijskih izobličenja.

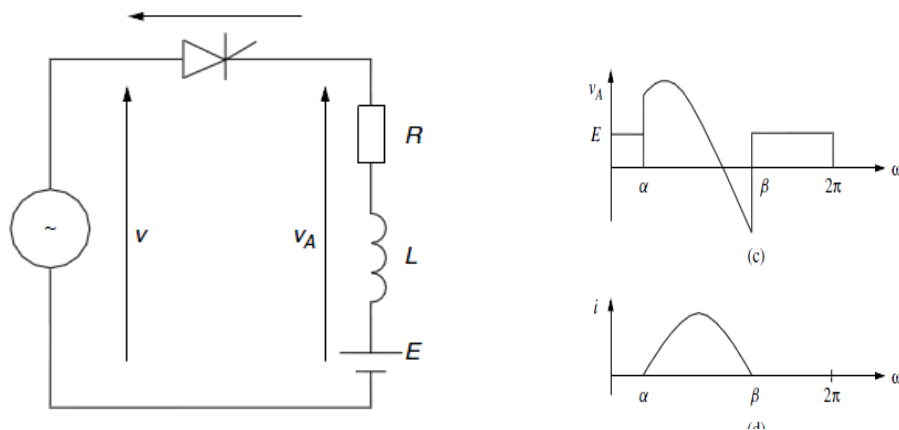
Poslednjih decenija dolazi do naglog razvoja poluprovodničkih komponenata. Takve komponente su uticale na ubrzan razvoj ne samo upravljačkih kola digitalne elektronike nego i na razvoj snažnih uređaja energetske elektronike. S obzirom da rade u prekidačkom režimu, ti uređaji su nelinearnog karaktera, što dovodi do pojave harmonika u signalima napona i struje elektroenergetskog sistema. S obzirom da se snaga i broj takvih nelinearnih sve više povećavaju, problem harmonika postaje sve ozbiljniji.



Slika 1.1. – Problemi kvaliteta električne energije u elektroenergetskom sistemu

Pre nego što se krene u dublju analizu harmonika, potrebno je razumeti kako harmonici nastaju i na koji način utiču na potrošače u energetsom sistemu. Na sl. 1.1 data je pojednostavljena šema elektroenergetskog sistema. Na jednoj strani se nalazi izvor električne energije, zatim u sredini prenosni ili distributivni sistem sa transformatorima, delokovodima ili kablovima koji prenosi energiju do potrošača, a na drugoj strani su potrošači. Kao što je već spomenuto, potrošače možemo podeliti na linearne i nelinearne. Linearni potrošači su otpornici i motori priključeni direktno na mrežu, a nelinearni su uređaji energetske elektronike (elektromotorni pogoni, računari, razni ispravljači...). Tako se projektuju i svi generatori koji su najčešći izvori napajanja, minimalna izobličenja napona su moguća ali najčešće

zanemarljiva. Sa druge strane, u normalnom radu nelinearnih potrošača generišu se struje bogate harmonicima.



Slika. 1.2.- Mehanizam nastanka struja potrošača bogatih harmonicima

To se može videti na primeru na sl. 1.2 gde je tiristor korišćen za regulaciju snage otpornika. Sa promenom ugla paljenja tiristora menja se talasni oblik struje potrošača, odnosno stepen izobličenja a sam tim i iznos viših harmonika. Takve struje izazivaju padove napona i izbličenje napona na sabirnicama distributivnih transformatora usled konačne impedanse.

Istraživanja u oblasti kvaliteta električne energije se mogu podeliti u dva osnovna pravca. Prvi je analiza, odnosno ocena parametara kvaliteta električne energije, a drugi pravac istraživanja ide u cilju nalaženja rešenja za ublažavanje nekvalitetnog napona napajanja [1], [2].

Najstarija i najčešće korišćena alatka za analizu kvaliteta električne energije, odnosno izobličenja napona napajanja i struje potrošača, je Furijeova transformacija. Još 1822. godine Džozef Furije je pokazao da se signali mogu predstaviti kao neograničena suma harmonika [12]. Harmonici su sinusoidalne komponente ili signali čija je učestanost celobrojni umnožak osnovne učestanosti sistema. U sistemima se javljaju još i komponente čija učestanost nije celobrojni umnožak pa se te komponente nazivaju interharmonici. Postoje takođe i komponente kod kojih je učestanost niža od osnovne učestanosti sistema; te komponente se nazivaju subharmonici. Sem pomenutog metoda, u literaturi se može pronaći veliki broj različitih metoda za harmonijsku analizu kao što su wavelet transformacija, adaptivni pojasni filtri, Kalman filter i dr. [13].

Poznata rešenja za eliminaciju odnosno ublažavanje problema kvaliteta električne energije su: za prenapone varistori, zatim akumulatorski podržani izvori besprekidnog napajanja za zaštitu osetljivih potrošača, agregati sa sinhronim mašinama, motorima sa unutrašnjim sagorevanjem i mehaničkim zamajcima za zaštitu od propada napajanja i



neprekidno napajanje. Ovakva rešenja su veoma skupa, zahtevaju dodatno održavanje i ne predstavljaju trajno rešenje [2].

Prelazno rešenje su pasivni filteri. Da bi se pravilno izabrao pasivni filter potrebno je poznavati karakteristiku potrošača i harmonijski sastav struje potrošača. Iako su pasivni filteri veoma jednostavni i relativno jeftini, oni poseduju i značajne nedostatke kao što su efekti starenja i razdešavanja parametara filtera što dovodi do manje efikasnosti kao i moguće rezonance u sistemu.

Novija rešenja idu u pravcu primene energetske elektronike. To su aktivni ispravljači i ispravljajući sa strujnom injekcijom, serijski i paralelni aktivni filteri. Takvi pretvarači se sastoje od dioda i tranzistora u konfiguraciji ispravljača ili invertora i upravljani su mikrokontrolerima ili digitalnim signalnim procesorima. Upravo takve konfiguracije omogućuju širok spektar primene, adaptivna svojstva i efikasnost u radu [2].

## **1.2. Cilj disertacije**

Cilj ove disertacije je višestruk. Prvo, potrebno je dati pregled radova koji su se bavili problemom kvaliteta električne energije odnosno analizom izobličenja napona napajanja i struje potrošača. Zatim je potrebno razvrstati radove po pravcima istraživanja. Postoje metode koje su veoma dobre za analizu signala u stacionarnom stanju, kao i metode koje se bave brzim promenama amplitude i učestanosti signala. Sledeća podela može biti na metode koje se koriste za takozvanu *off-line* analizu. To su metode kod kojih je potrebno prvo snimiti signal pa onda takav signal analizirati. Sa druge strane, postoje i metode koje se mogu primeniti *on-line*, što znači čim se izvrši odabiranje signala vrši se analiza signala i ta analiza je gotova pre nego što je sledeći odbirak spreman za analizu.

Metode je potrebno analizirati u pogledu tačnosti, brzine i pogodnosti za analizu, kako u stacionarnom, tako i u dinamičkom odnosno tranzijentnom režimu.

U ovom radu će se posebna pažnja posvetiti analizi vremenski promenljivih napona i struja odnosno tranzijentnim režimima rada, odnosno akcenat će biti na brznoj i tačnoj analizi amplitude i učestanosti kako napona napajanja tako i struje potrošača.

Broj elektromotornih pogona kod kojih je česta promena režima je sve veći. Kod promenljivih pogona se javljaju česte promene brzine i razvijenog momenta na osovini motora a samim tim i brze promene struje uzete iz mreže. Dodatno, zbog postojanja filterskih kondenzatora, svako aktiviranje uređaja energetske elektronike dovodi do brzih tranzijenata struje potrošača. Sa jedne strane, potrebne su metode koje će moći tačno da ocene takve prelazne režime rada a sa druge strane potrebna je brza informacija o višim harmonicima kako

u naponu napajanja tako i u struji potrošača, da bi se takve promene kompenzovale i smanjio stepen izobličenja.

U radu je predloženo više poboljšanja postojećih metoda, kao i originalne metode za brzu i efikasnu ocenu kvaliteta električne energije. Metode su upoređene sa postojećim poznatim metodama i predstavljene su predosti i mane. Metode su implementirane na savremenim uređajima sa digitalnim procesorima kako bi se proverila mogućnost primene u praksi.

Ova disertacija predstavlja nastavak istraživanja u oblasti kvaliteta električne energije, koja su započeta na Katedri za energetska elektroniku i pretvarače na Fakultetu tehničkih nauka u Novom Sadu pre više od dvadeset godina. U početku je akcenat bio stavljen na modelovanje, simulaciju i eksperimentalna istraživanja izvora problema kvaliteta. Najčešće su proučavani ispravljači kao harmonijski izvori [1], [14] i [15]. Potom je u saradnji sa Elektrovojvodinom otvoren istraživački projekat u okviru kojeg su vršena merenja harmonika i propada napona. Sadašnji pravci istraživanja su uz već pomenute, analiza i konstruisanje aktivnih ispravljača [16] i [17], kao i teorijsku analiza, modelovanje, upravljanje i dizajn novih vrsta pretvarača namenjenih regulaciji kvaliteta električne energije [2]. Zatim, proučavanje novih metoda za estimaciju i analizu kvaliteta električne energije [18]-[20], čime se bavi i ova disertacija.

Ova disertacija je organizovana na sledeći način. Posle uvodnih izlaganja u prvom poglavlju, u drugom poglavlju je dat opširan pregled postojećih metoda za analizu kvaliteta električne energije odnosno za analizu harmonika.

U trećem poglavlju su predstavljeni rezultati prvih istraživanja koja su urađena tokom izrade ove disertacije. Razmatrane su tri različite metode za analizu harmonika i njihova tačnost prilikom analize tranzijenata koji se javljaju u radu uređaja energetske elektronike: Furijeova transformacija, *Wavelet* transformacija kao i *Modulated Overlapped* transformacija [21]. U četvrtom poglavlju je predložen novi hibridni metod, koji kombinuje prednosti dve poznate metode, brzog dinamičkog odziva Furijeove transformacije i sposobnost da se prati promena učestanosti adaptivnog pojasnog filtera. Izvorne i predloženi metod su testirane i upoređene prilikom analize rada prototipa uređaja energetske elektronike za poboljšanje kvaliteta električne energije [2] i [22]. Predloženi metod pokazuje prednosti prilikom analize osnovnog i viših harmonika napona i struje u slučaju kada se menja učestanost osnovnog harmonika.

U petom poglavlju je predstavljen još jedan metod koji proširuje analizu vremenski promenljivih signala, ali se ne ograničava samo na promenu učestanosti osnovnog harmonika

nego može da prati i promene učestanosti svih harmonika koji su sadržani u signalu. Metod je baziran na Kalman filteru dok je za modelovanje signala iskorišćen model diskretnog pojasnog filtra u vidu jednačina stanja. Metod je implementiran na savremenom procesoru za obradu signala i upoređen sa nekim od standardnih metoda za analizu spomenutih slučajeva.

U šestom poglavlju dat je zaključak i mogući dalji pravci istraživanja.

Nakon svakog poglavlja dat je spisak literature referencirane u tom poglavlju.

### 1.3. Pregled osnovnih standarda

Najpoznatija organizacija koja se bavi definisanjem standarda u oblasti elektrotehnike i srodnih oblasti je IEC (International Electrotechnical Commission) sa sedištem u Ženevi. IEC takođe definiše standarde i u oblasti kvaliteta električne energije. Standardi koji se bave kvalitetom električne energije su uglavnom standardi koji se bave elektromagnetnom kompatibilnošću EMC (Electromagnetic Compatibility) i obuhvaćeni su serijom IEC 61000, koja obuhvata harmonike i interharmonike. Najpoznatija alternativa IEC standarda su IEEE 519-1992.

**IEC 61000 serija.** Ovde će biti dat samo kratak prikaz najvažnijih dokumenata IEC serije koji se bave harmonicima elektroenergetskih sistema.

*IEC 61000 1-4* analizira izvore i efekte strujnih harmonika injektovanih u mrežu od strane priključenih uređaja u opsegu učestanosti do 2KHz.

*IEC 61000 2-1* daje pregled glavnih izvora harmonika u zavisnosti od grupe potrošača. Potrošači su podeljeni u tri osnovne grupe: uređaji samog elektroenergetskog sistema, industrijski potrošači i domaćinstva.

Sve veća zastupljenost uređaja energetske elektronike kao što su HVDC i FACTS dovela je do toga da su ti uređaji postali glavni izvor harmonika u sistemima za prenos električne energije. U industriji su to snažni ispravljači, invertori i elektrolučne peći, dok su u domaćinstvu to računari, televizori i mnogi drugi savremeni uređaji.

*IEC 61000 2-2* definiše dozvoljene nivoe harmonijskog i interharmonijskog izobličenja u niskonaponskim mrežama.

*IEC 61000 2-4* definiše dozvoljene nivoe harmonijskog i interharmonijskog izobličenja za industrijske potrošače. Takođe objašnjava glavne efekte interharmonika.

*IEC 61000 2-12* slično dokumentu *61000 2-4*, ovaj dokument definiše nivoe izobličenja u opsegu nižih učestanosti, ali za srednjenaponske mreže.

*IEC 61000 3-2* i *3-4* sadrži limite injektovanih harmonika struje za uređaje čija je struja manja od 16A po fazi. Takođe daje specifikaciju mernih kola, izvora napajanja, uslova testiranja kao i specifikaciju instrumenata.

*IEC 61000 3-6* definiše dozvoljene nivoe naponskih harmonika u nisko i srednjenaponskim mrežama i planove za visokonaponske mreže. Na kraju daje ocenu nivoa izobličenja prouzrokovanih od strane potrošača u visokonaponskim mrežama.

*IEC 61000 3-12* definiše nivoe harmonika struje potrošača priključenih na niskonaponsku mrežu a čija struja ne prelazi 75A po fazi.

*IEC 61000 4-7* ovaj dokument pokriva oblast testiranja i merne tehnike, zapravo to je opšte uputstvo o merenju harmonika i interharmonika u elektroenergetskim sistemima i priključenih potrošača.

*IEC 61000 4-13* i ovaj dokument definiše merenje harmonika i interharmonika uključujući bitne signale na mestu priključenja, kao i osetljivost u radu uređaja prilikom pojave nižih harmonika.

*IEEE 519 – 1992* je standard nastao od strane Američkog instituta za elektroniku i elektrotehniku IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineering) po pitanju viših harmonika i kvaliteta električne energije na svim naponskim nivoima. Ovaj standard određuje dozvoljene nivoe strujnih harmonika od strane potrošača koji se smeju emitovati u distributivnu elektroenergetsku mrežu, kao i naponske harmonike na mestu priključenja potrošača.

#### **1.4. Pregled osnovnih pojmova**

*Propadi ili ulegnuća napona (Voltage Sags)* - Smanjenje mrežnog napona za više od 10 % vrednosti nominalnog napona u trajanju od 10ms do jednog minuta. Tipične vrednosti propada napona su u opsegu 10%-90% nominalnog napona.

*Beznaponske pauze (Interruptions)* - Potpun nestanak napona u jednom ili više faznih provodnika. Razlikuju se kratke beznaponske pauze trajanja 20ms do 200ms, privremene beznaponske pauze trajanja do jednog minuta i dugoročne beznaponske pauze trajanja preko jednog minuta. Tipične vrednosti napona u beznaponskoj pauzi su u opsegu 0%-10% nominalnog napona.

*Premašenja napona (Voltage Swells)* - Povećanje mrežnog napona iznad 10% vrednosti nominalnog napona u trajanju od 10ms do jednog minuta. Tipične vrednosti premašenja napona su u opsegu 110%-180% nominalnog napona.

*Tranzijenti (Transients)* - Odnose se na varijaciju napona između dva ustaljena stanja tokom vremenskog intervala koji je male dužine u odnosu na interval od interesa. Tranzijenti mogu biti impulsnog tipa ili prigušenog oscilatornog tipa. Impulsi traju kraće od 0.2ms, dok oscilacije u zavisnosti od spektralnih karakteristika mogu trajati: 0.3ms-50ms ( $f < 5\text{kHz}$ ), manje od 20 $\mu\text{s}$  ( $50\text{Hz} < f < 500\text{kHz}$ ), manje od 5  $\mu\text{s}$  ( $500\text{kHz} < f < 5\text{MHz}$ ).

*Podnaponi (Undervoltages)* - Smanjenje mrežnog napona ispod nominalnog napona u trajanju dužem od jednog minuta. Tipične vrednosti su u opsegu 80%-90% nominalnog napona.

*Prenaponi (Overvoltages)* - Povećanje mrežnog napona iznad nominalnog napona u trajanju dužem od jednog minuta. Tipične vrednosti su u opsegu 110%-140% nominalnog napona.

*Harmonici (Harmonics)* - Sinusoidalni naponi i struje na učestanostima koje su celobrojni umnošci osnovne mrežne učestanosti. Izobličeni talasni oblici se sastoje od fundamentalne komponente i komponenti na učestanostima do 5kHz.

*Interharmonici (Interharmonics)*- Naponi i struje koji poseduju spektralne komponente na učestanostima koje nisu celobrojni umnošci osnovne mrežne učestanosti.

*Šum (Noise)* - Naponi i struje na učestanostima iznad 5kHz.

*Naponski urezi, naponske rupe (Notches)* - Periodične smetnje u naponu koje traju manje od 1ms, a tipično 0.3ms. Posledica su komutacije mrežom komutovanih pretvarača. Tipične vrednosti su u opsegu 10%-90% nominalnog napona.

*Fluktuacija napona, fliker, treperenje (Voltage Fluctuation, Flicker)* - Amplitudska modulacija obvojnice mrežnih napona na učestanostima manjim od 25Hz. Tipične vrednosti su u opsegu 0%do 30% nominalnog napona.

*Harmonijska distorzija n-tog harmonika (HDI<sub>n</sub> – individualna harmonijska distorzija)* - definiše se kao odnos efektivnih vrednosti n-tog i osnovnog harmonika i izražava se u procentima kao:

$$HDI_n = \frac{I_n}{I_1} \cdot 100[\%] \quad (1.1)$$

*Ukupna (totalna) harmonijska distorzija (THDI)* - definiše se kao odnos kvadratnog korena sume kvadrata efektivnih vrednosti pojedinih harmonika i efektivne vrednosti osnovnog harmonika:

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100[\%] \quad (1.2)$$

## 1.5. Spisak literature referencirane u prvom poglavlju

- [1] V. Katić, *Metode analize napona i struje trofaznih ispravljača upravljanih impulsno-širinskom modulacijom*, doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1991.

- [2] D. Graovac, *Univerzalni sistem za korekciju kvaliteta električne energije*, doktorska disertacija, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka Novi Sad, 2001.
- [3] J. Knežević, *Analiza talasnih oblika uređaja energetske elektronike primenom wavelet transformacije*, magistarski rad, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka Novi Sad, 2000.
- [4] D. D. Sabin, A. Sundaram, *Quality Enhances Reliability*, *IEEE Spectrum*, February 1996, pp.34-41.
- [5] K. Price, *Practices for Solving End-User Power Quality Problems*, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 29, No.6, Nov./Dec. 1993, pp.1164-1169.
- [6] V. Katić, *Kvalitet električne energije-savremeni aspekti*, Savetovanje: Razvoj elektroenergetike u Srbiji, Novembar 1993.
- [7] T. H. Ortmeier, K. R. Chakravarthi, A. A. Mahmoud, *The effects of power system harmonics on power system equipment and loads*, *IEEE Trans. Power App. Syst. PAS-104* (1985) 2555–2563.
- [8] V. E. Wagner, et al., *Effects of harmonics on equipment*, *IEEE Trans. Power Del.* 8 (1993) 672–680.
- [9] J. Arrillaga, N.R. Watson, *Power System Harmonics*, John Wiley & Sons, 2003.
- [10] S. Abdelrahman, H. Liao, T. Guo, Y. Guo and J.V.Milanović, *Global Assessment of Power Quality Performance of the Network Using Analytic Hierarchy Process Model*, *IEEE Eindhoven PowerTech 2015*, 29 Jun 2015-02 Jul 2015, Eindhoven, The Netherlands, 2015.
- [11] J. V. Milanović, J. Meyer, R. F. Ball, W. Howe, R. Preece, M. H. J. Bollen, S. Elphick and N. Cukalevski. *International Industry Practice on Power Quality Monitoring*, *IEEE Trans. on Power Delivery*, 2014, 29(2), pp.934-941.
- [12] Fourier, J. B. Joseph (1822), *Théorie Analytique de la Chaleur*, Paris: Chez Firmin Didot, père et fils (1822).
- [13] S. K. Jain, S. N. Singh, *Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and chalanges*, *Electric Power Systems Research* 81 (2011) 1754– 1766.
- [14] D. Dapčević, *Mrežni harmonici ispravljača u toku prelaznih procesa u pogonu jednosmerne struje*, Magistarski rad, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1994.
- [15] D. Graovac, *Optimizacija mrežnog filtra strujne topologije aktivnog ispravljača*, Magistarski rad, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Dec.1998.
- [16] V. Katić, D.Graovac: *Influence of PWM Techniques on PWM Rectifier AC Filter Design*, 7-th International Power Electronics & Motion Control Conference - PEMC'96, Budapest (Hungary), Sep.1996, pp.3/517-3/521.
- [17] D. Graovac, V. Katić, Đ. Oros, M. Zubić, V. Vasić: *A Simulation Study for Prediction and Elimination of Supply Interharmonic Components in CSI Fed AC Drive*, 6-th International Conference on Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters & Systems - ELECTRIMACS'99, Lisboa (Portugal), Sep.1999.
- [18] J. Knežević, V. Katić, D. Graovac: *Possibilities of Wavelet Transform Application in Power Electronics*, 2<sup>nd</sup> Symposium “Young people and multidisciplinary research, Timisoara, Dec.1999.
- [19] J. Knežević, V. Katić, D. Graovac: *Harmonijska analiza struje aktivnog ispravljača primenom Wavelet transformacije*, X Simpozijum Energetska elektronika - Ee'99, Novi Sad, Okt.1999, pp.107-114.
- [20] A. Stanisavljević, V. A. Katić, I. Kovačević, B. Popadić “*Voltage dips detection in a system with grid-tie inverter*,” *EPE 2016 – ECCE 18th European Conference on Power Electronics and Applications* Karlsruhe, Germany. September 2016. Prihvaćeno za objavljivanje.

- [21] V. A. Katić, J. M. Knežević, and D. Graovac, “*Application-oriented comparison of the methods for AC/DC converter harmonics analysis,*” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 6, pp. 1100–1108, Dec. 2003.
- [22] J. M. Knezević, V. A. Katić, “*The Hybrid Method for On-Line Harmonic Analysis,*” Advances in Electrical and Computer Engineering, no. 3, pp. 29–34, Aug. 2011.

## **2 Pregled postojećih metoda i njihovih karakteristika**

U literaturi je moguće pronaći izuzetno veliki broj radova koji se bave analizom kvaliteta električne energije, odnosno harmonijskom analizom signala u elektroenergetskim sistemima. Da bi se dobio lakši pregled postojećih metoda kojima se bave ti radovi, u [1] je predložena osnovna klasifikacija metoda na, sl. 2.1:

- parametarske metode
- neparametarske metode i
- hibridne metode.

Neparametarske metode su one metode koje procenjuju spektar direktno iz odbiraka signala u cilju određivanja određenih koeficijenata osnovne funkcije (amplituda, učestanost i fazni pomeraj). Osnovna funkcija je najčešće sinusna funkcija.

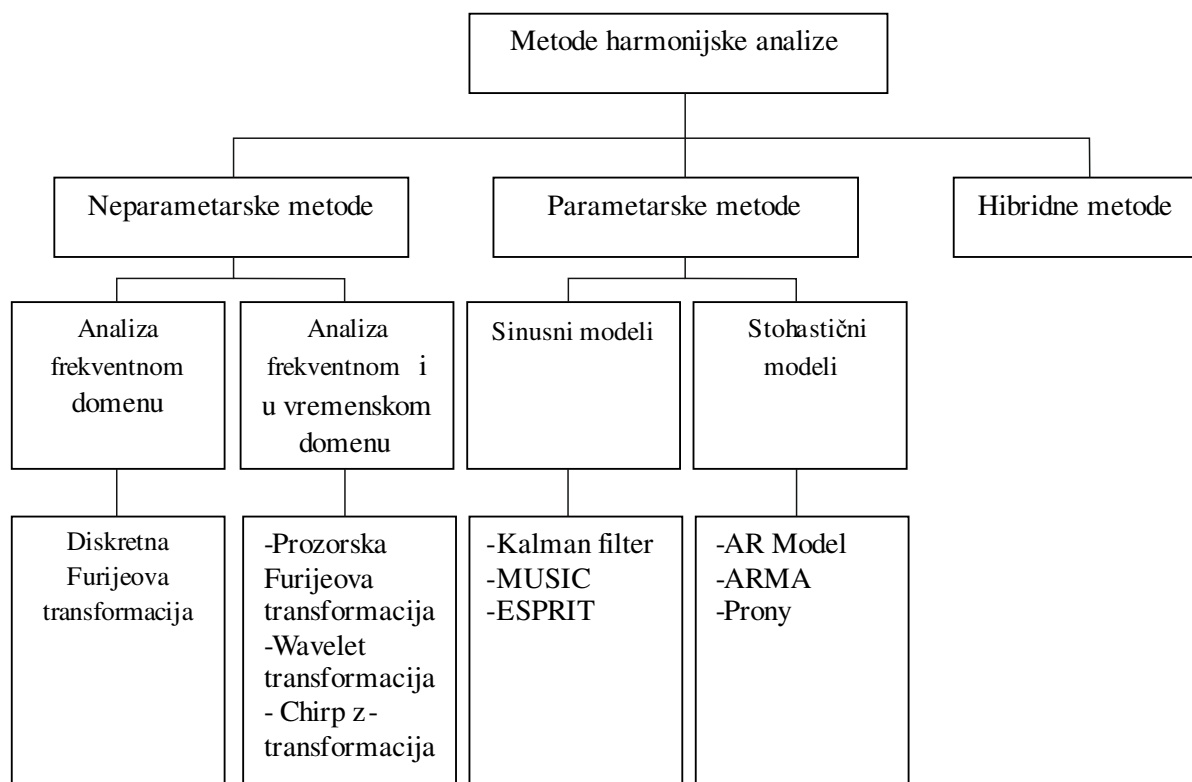
Parametarske metode koriste odgovarajući matematički model koji opisuje signal koji se analizira. Nakon modelovanja signala se korišćenjem odbiraka na odgovarajući način signala izračunavaju parametri modela.

Hibridne metode su one koje kombinuju dve ili više metode da bi nadoknadili ili umanjili nedostatke koršćenih metoda.

Dalja podela metoda je data na sl. 2.1.

U nastavku je dat pregled najvažnijih metoda iz spomenutih kategorija.





Slika 2.1. - Kategorizacija metoda harmonijske analize

## 2.1 Furijeova transformacija

Već je pomenuto da je najčešće korišćena alatka za analizu signala Furijeova transformacija. Još 1822. godine Džozef Furije je pokazao da se signal može predstaviti kao suma sinusoidalnih komponenata, harmonika. Furijeova transformacija  $X(f)$  kontinualnog signala  $x(t)$  je definisana na sledeći način [2], [3] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.1)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.2)$$

Kontinualna funkcija  $X(f)$ , koja predstavlja signal  $x(t)$  u domenu učestanosti, je dobijena sumiranjem beskonačnog broja kompleksnih članova. Transformacija (2.1) pokazuje koje su učestanosti zastupljene u signalu  $x(t)$ . Jednačina 2.2 predstavlja inverznu Furijeovu transformaciju pomoću koje se iz domena učestanosti vraćamo u originalni, vremenski domen.

Za primenu kod diskretnih sistema, razvijena je diskretna Furijeova transformacija (DFT) i njena implementacija za primenu na digitalnim procesorima za obradu signala, brza Furijeova transformacija koja se često i označava engleskom skraćenicom (FFT – *Fast*

*Fourier Transform*). DFT [4], [5] je metod za transformaciju periodičnog diskretnog signala iz vremenskog domena u domen učestanosti.

Diskretna Furijeova transformacija  $X(f)$  signala  $x[n]$  se dobija na sledeći način:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.3)$$

gde se  $x[n]$  dobija odabiranjem kontinualnog signala  $x(t)$ :

$$x[n] = x(nT) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

gde  $T$  predstavlja periodu odabiranja, dok je inverzna diskretna Furijeova transformacija:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.5)$$

Najčešći problemi i ograničenja koje se javljaju kod primene DFT su: efekat *picket fence*, tj. efekat curenja spektra [6]. DFT je definisana za stacionarne signale, tako da bilo kakva promena u učestanosti ili amplitudi signala jednog ili više harmonika može dovesti do nepreciznih rezultata.

### 2.1.1 Pojava lažnih učestanosti (aliasing)

Pojava da se više učestanosti prikazuju kroz niže naziva se pojava lažnih učestanosti ili aliasing. Drugim rečima i više i niže učestanosti dele iste odbirke što je prikazano na sl. 2.2. Aliasing nastaje kao posledica nedovoljne učestanosti odabiranja [3].

Ako se posmatra signal:

$$x[n] = A \sin\left(\frac{2\pi k}{T} n + \varphi\right) \quad (2.6)$$

gde je  $A$ -amplituda,  $T$ -perioda odabiranja,  $n$  označava odbirak a  $\varphi$  fazni pomeraj ili napisano drugačije:

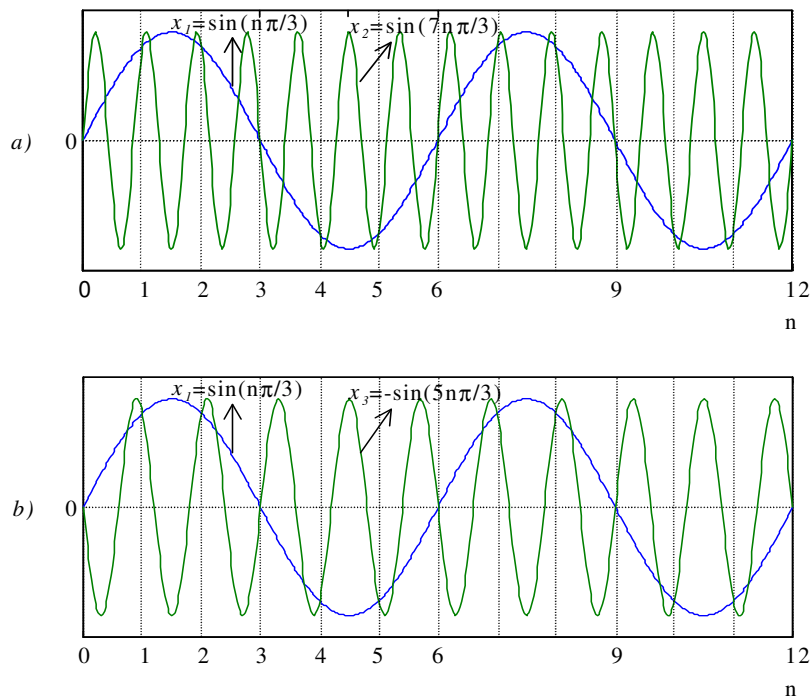
$$x[n] = A \sin(\theta_1 n + \varphi) \quad (2.7)$$

gde je  $\theta_1$  - relativna učestanost. Ako se sad uzme drugi signal koji ima relativnu učestanost  $\theta_2$  ali tako da je  $\theta_2 = \theta_1 + i \cdot 2\pi$  gde je  $i$  ceo broj, dobija se:

$$\sin(\theta_2 n) = \sin\{(\theta_1 + i \cdot 2\pi)n\} = \sin(\theta_1 n + ni \cdot 2\pi) = \sin(\theta_1 n) \quad (2.8)$$

Sada je očigledno da dva signala različitih učestanosti dele iste odbirke  $n$ . Na sl. 2.2.a i 2.2.b su prikazani primeri pomenutog problema. Izabran je signal  $x_1[n] = \sin(n\pi/3)$  kao i odgovarajući signal  $x_2[n] = \sin(n\pi/3 + 2\pi n) = \sin(7n\pi/3)$ . Isto tako se može dobiti i za  $x_3[n] = -\sin(-n\pi/3 + 2\pi n) = -\sin(5n\pi/3)$ . Da bi izbegli aliasing kao prvo potrebno je da perioda odabiranja bude izabrana da zadovoljava Nikvistov kriterijum: perioda odabiranja mora biti upola manja od periode najviše učestanosti sadržane u signalu. Ako se ipak sa

sigurnošću ne može dobro izabrati učestanost odabiranja potrebno je na ulazu A/D konvertora postaviti analogni filter, čiji propusni opseg propušta učestanosti za koje se očekuje da su sadržane u signalu.

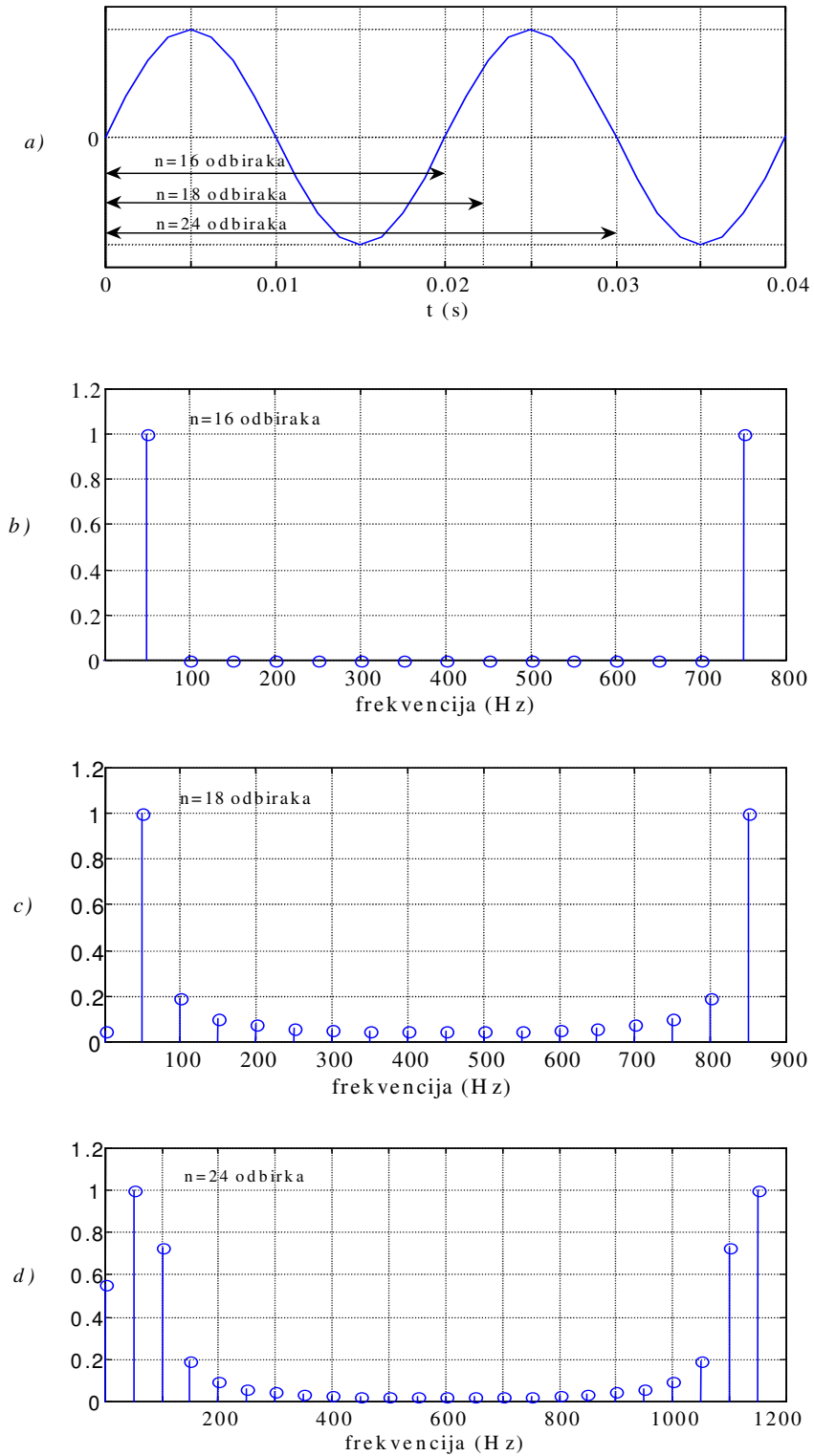


Slika 2.2. - Različiti slučajevi deljenja istih odbiraka

## 2.1.2 Curenje spektra (spectral leakage)

Problem curenja spektra nastaje primenom Furijeove transformacije na bilo koji signal konačne dužine. On nastaje usled netačnog odsecanja signala u vremenskom domenu tako da perioda nekih učestanosti koje se nalaze u intervalu nije tačno obuhvaćena, dok Furijeova analiza zahteva da broj perioda bude jednak celom broju.

Na sl. 2.3 dat je primer kako se manifestuje curenja spektra. Za talasni oblik dat na sl.2.3.a) kada je interval na koji je primenjena Furijeova transformacija tačno jedna perioda dobija se spektar prikazan na sl.2.3.b). Ako se analizom obuhvati 10% sledeće periode, dobija se spektar koji je dat na sl.2.3.c). Kada se obuhvati 50% sledeće periode dobije se spektar koji je dat na sl.2.3.d). Radi jednostavnosti razmatran je signal čija je učestanost 50Hz i sadrži samo osnovni harmonik. Broj odbiraka po periodu je  $n=16$ . Iz navedenog primera je očigledno da do pojave curenja spektra ne dolazi ako se odabere tačno jedna perioda. To je moguće ako je učestanost signala fiksna, odnosno ne menja se u vremenu. Međutim u sistemu uvek postoji varijacija učestanosti napona napajanja, a učestanost odabiranja je uvek konstantna, tako da je curenje spektra uvek prisutno.



Slika 2.3. - Primer curenja spektra

Ublažavanje efekata "curenja spektra" su moguća primenom prozorskih funkcija. Prozorske funkcije se primenjuju tako što se odsečeni signal  $x[n]$  pomnoži sa prozorskom funkcijom i tek tada primeni Furijeova transformacija, tako da izraz 2.2 postaje:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot w[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}. \quad (2.9)$$

Postoji veliki broj prozorskih funkcija [7], a najpoznatije su: pravougaona, *Bartlett*, *Hamming*.

Pravougaona prozorska funkcija:

$$w[n] = \begin{cases} 1 & \text{za } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{za ostale vrednosti} \end{cases} \quad (2.10)$$

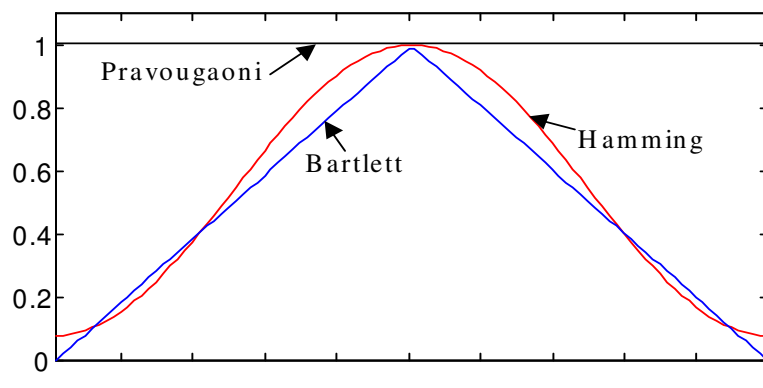
*Bartlett*-ova prozorska funkcija:

$$w[n] = \begin{cases} \frac{2n}{N-1} & \text{za } 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N-1} & \text{za } \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \\ 0 & \text{za ostale vrednosti} \end{cases} \quad (2.11)$$

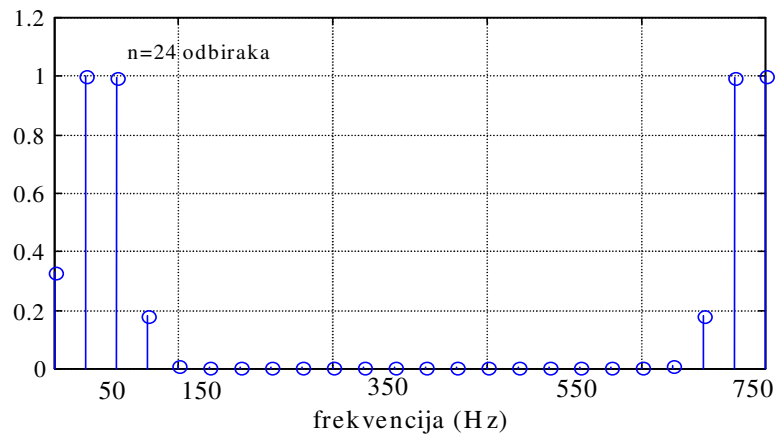
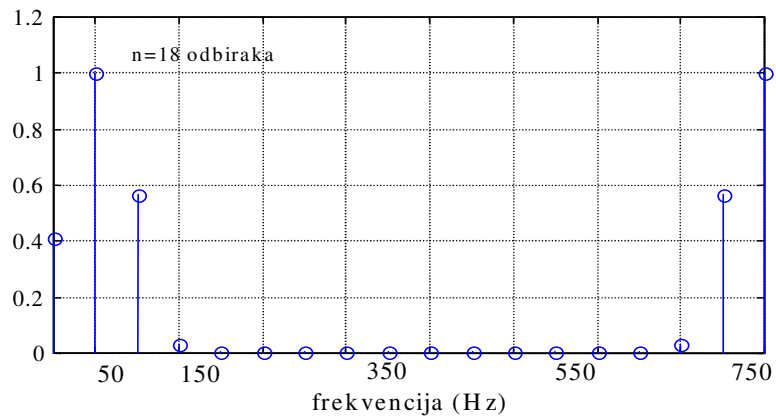
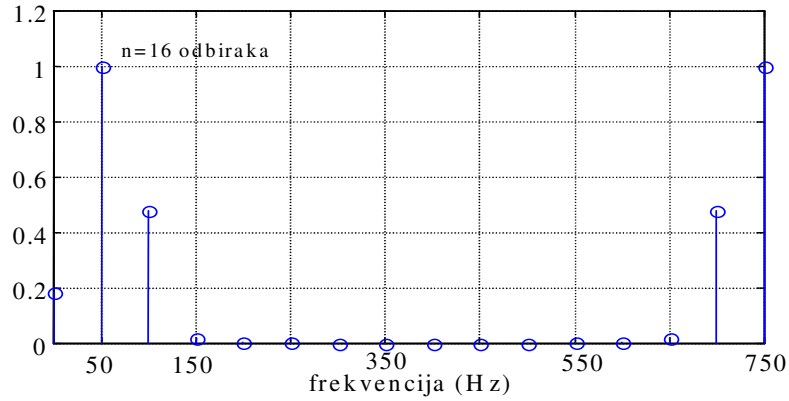
*Hamming*-ova prozorska funkcija:

$$w[n] = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) & \text{za } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{za ostale vrednosti} \end{cases}. \quad (2.12)$$

Prozorske funkcije su predstavljene na sl. 2.4. Kod svih prozorskih funkcija se može primetiti da su u sredini intervala jednake jedinici, dok na krajevima opadaju ka nuli, tako da se netačno odsecanje može zanemariti.



Slika 2.4. - Prozorske funkcije



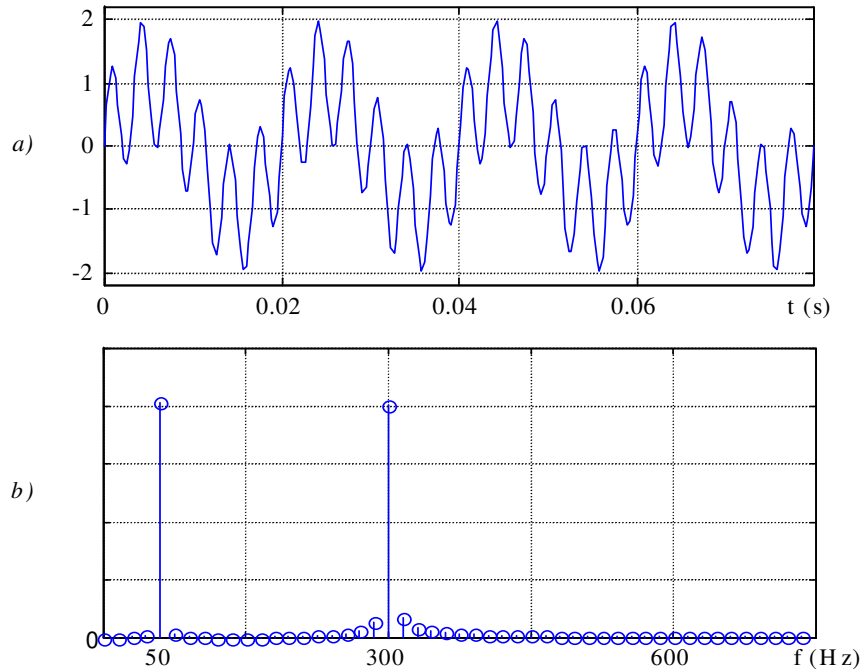
Slika 2.5. - Primena prozorskih funkcija na problem curenja spektra

Očigledno je sa sl. 2.5 da primena prozorskih funkcija smanjuje harmonike sa celog opsega, mada se pojavljuju harmonici koji su bliski osnovnom.

### 2.1.3 Problemi primene Furijeove transformacije u analizi tranzijentnih režima

Ako se ponovo pogleda jednačina 2.1 koja definiše Furijeovu transformaciju, može se primetiti da se integrali po vremenu u granicama od  $-\infty$  do  $+\infty$ . To znači da se dobija tačna informacija o sadržaju određene učestanosti. Prema tome, Furijeova transformacija daje informaciju koje su učestanosti sadržane u signalu, ali ne i o vremenskoj lokaciji tih učestanosti.

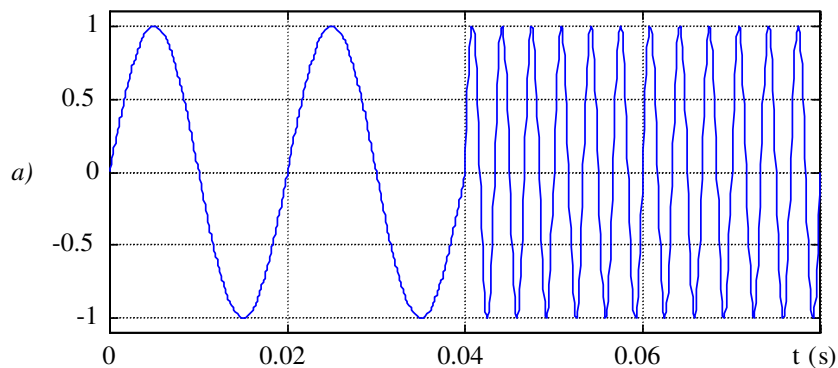
Da bi prethodni navodi bili jasniji, dat je sledeći primer. Neka je dat prvo signal koji je zbir dva signala, jedan učestanosti 50Hz, a drugi šest puta veće sl. 2.6.a). FFT tog signala je predstavljen na sl. 2.6.b. (primeri bazirani na osnovu [3])

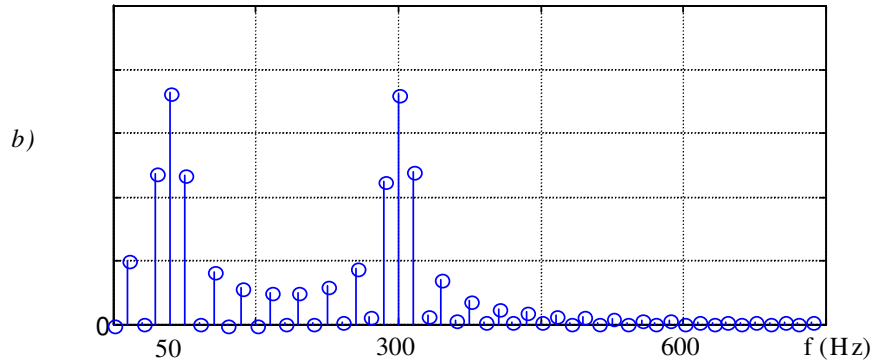


Slika 2.6. - Stacionaran signal a) vremenski domen b) FFT

Na sl. 2.7.a) je predstavljen signal koji takođe ima iste učestanosti kao i signal sa sl. 2.6 samo što prvo signal ima učestanost 50Hz, a posle dve periode šest puta veću učestanost. Na sl. 2.6.b) je predstavljen njegov spektar.

Na osnovu primera sa sl. 2.7 očigledno je da signali koji su potpuno različiti u vremenskom domenu u domenu učestanosti imaju skoro isti sadržaj (harmonici su skoncentrisani oko 50Hz i oko 300Hz) .





Slika 2.7. - Nestacionaran signal a) vremenski domen b) FFT

### 2.1.4 Prozorska Furijeova transformacija

Zbog već spomenutih nedostataka Furijeove transformacije, kada se žele analizirati signali koji se menjaju sa vremenom potrebno je izvršiti određene modifikacije. Najpoznatija modifikacija Furijeove transformacije je prozorska Furijeova transformacija (*Windowed Fourier Transform* ili *Short-Time Fourier Transform* (STFT)). Prozorska Furijeova transformacija je slična osnovnoj Furijeovoj transformacijom sa tom razlikom što se ulazni signal  $x(t)$  množi sa prozorskom funkcijom  $w(t)$  čija se pozicija pomera u vremenu za iznos  $\tau$ .

$$WFT(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.15)$$

ili u diskretnoj varijanti:

$$WDFT(k, m_0) = \sum_n x[n]w[n - m_0]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.16)$$

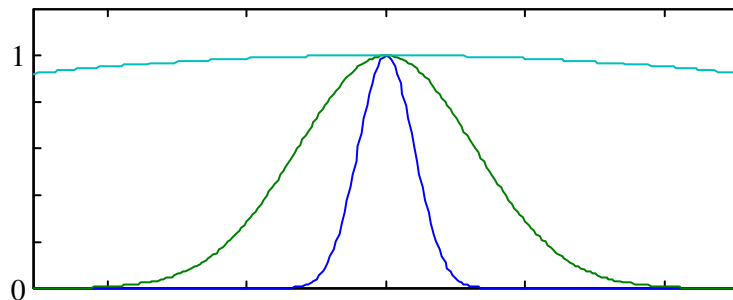
gde je  $w[n - m_0]$  već ranije dato sa 2.10-2.12. Za svaki prozor  $w_{m_0} = w[n - m_0]$ ,  $WDFT$  daje skup kompleksnih brojeva  $WDFT[k, m_0]$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ , čije su amplitude jednake diskretnim učestanostima koje se sadrže u ulaznom signalu  $x[n]$ . Prozorska Furijeova transformacija deli ulazni signal na signale kraćeg trajanja tako da se može pratiti i kretanje pojedinih učestanosti u vremenu.

Na osnovu gore navedenog rešeni su problemi analize signala koji se menjaju u vremenu. Analizom signala deo po deo, koji su dobijeni „prozoriranjem“, može se pratiti kako se određene učestanosti menjaju u vremenu. Međutim, problem nastaje kada se signal menja i u okviru jednog prozora.

Vremenska i rezolucija učestanosti su određene širinom prozora. Bolja vremenska rezolucija se može dobiti sužavanjem prozora, ali je tada rezolucija učestanosti slabija. I

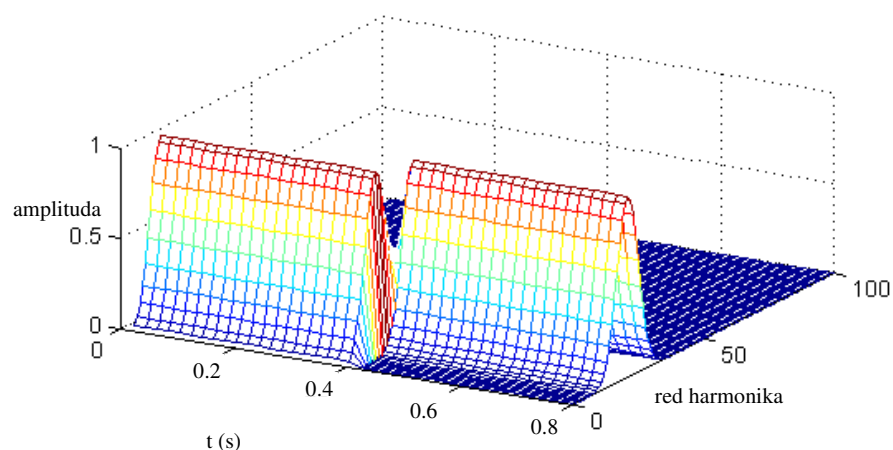


obrnuto, ako se želi bolja rezolucija učestanosti potreban je širi prozor, odnosno dobija se slabija vremenska rezolucija.

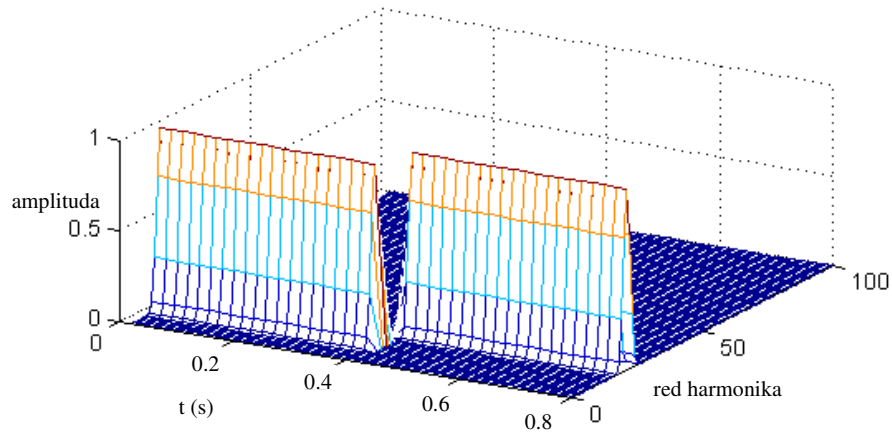


*Slika 2.8. - Prozorske funkcije različite širine*

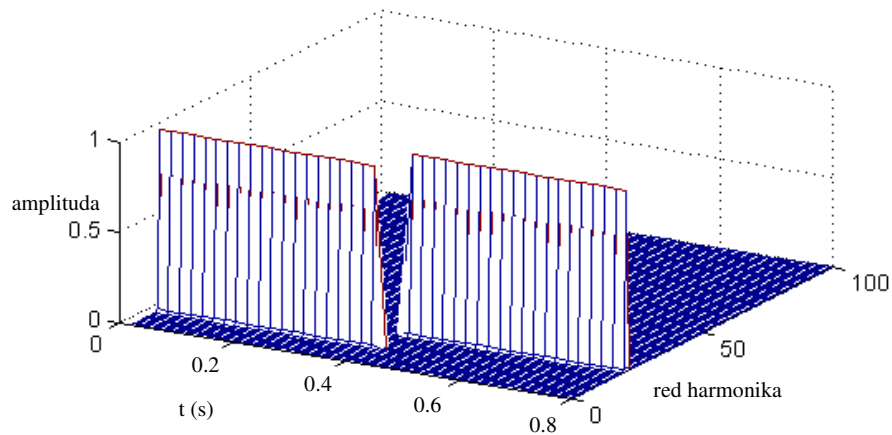
Na sl. 2.9, 2.10 i 2.11 predstavljen je spektar učestanosti signala sa sl. 2.7.a) kada su primenjene različite širine prozora. Predstavljeno je 40 perioda osnovnog harmonika. Za ovaj slučaj, perioda je 0.02s pošto je učestanost osnovnog harmonika 50Hz. U slučaju kada je prozor najuži rezolucija učestanosti je slabija, dok se u slučaju kada je prozor najširi dobija najbolja rezolucija učestanosti. Jasno je da je sa najužim prozorom vremenska rezolucija najbolja. Znači da je sa širokim prozorom rezolucija učestanosti dobra. Međutim, kada se određena komponenta spektra menja i u jednom prozoru, obično viši harmonici, pošto se prozor najčešće bira tako da se poklapa sa osnovnim harmonikom, te promene se neće videti. Sa druge strane, ako se smanji širina prozora da bi se te promene mogle pratiti, ne može se tačno odrediti koji se harmonici pojavljuju. Primena prozorske Furijeove transformacije stalno je razapeta između ova dva rešenja. Sve ovo nagoveštava potrebu da za više harmonike imamo užu prozor, dok za osnovni i niže harmonike prozor bude širi.



*Slika 2.9. - Spektar učestanosti za slučaj sa najužim prozorom*



Slika 2.10. Spektar učestanosti za slučaj sa srednjom širinom prozorom



Slika 2.11. - Spektar učestanosti za slučaj sa najširim prozorom

### 2.1.5 Poboljšanja Furijeove transformacije.

Mnogo radova je posvećeno eventualnim poboljšanjima Furijeove transformacije. Već je pomenuta primena prozorskih funkcija. Haris je u [7] analizirao primenu različitih prozorskih funkcija u cilju ograničenja curenja spektra i predstavio prednosti prozorskih funkcija u analizi harmonika koji imaju relativno malu razliku u učestanosti, ali veliku razliku u amplitudi. Portnoff [8] je analizirao primenu STFT na signale koji su promenljivi u vremenu. Testa i ostali [9] kao i Baros i ostali [10] analiziraju curenje spektra prouzrokovano lošom sinhronizacijom prozora i predlažu primenu Hanning prozora prilikom analize harmonika i interharmonika.

Dosta radova se bavi poboljšanjem FFT-a korišćenjem interpolacije. Jain i ostali [11] su predložili algoritam baziran na FFT-u koji daje preciznije rezultate nego što bi u istom slučaju to dao FFT zbog curenja spektra. Algoritam ne koristi posebnu prozorsku funkciju i baziran je na interpolaciji između odbiraka DFT spektra. Algoritam daje veoma tačne vrednosti fundamentalne učestanosti, amplitude i faznog pomeraja osnovnog harmonika, amplitude i faznog pomeraja viših harmonika. Nedostatak algoritma leži u tome što je

potrebno poznavati učestanosti viših harmonika i u činjenici da je efikasan samo u slučaju curenja spektra malog opsega. U slučaju curenja spektra šireg opsega koje je prouzrokovano interferencijom harmonika algoritam postaje neupotrebljiv. Grandke [12] je predložio da se ipak upotrebi odgovarajuća prozorska funkcija koja će umanjiti probleme nastale zbog interferencije harmonika, dok će interpolaciona tehnika da smanji probleme curenja spektra u manjem opsegu. Andria i ostali [13] su predstavili komparativnu analizu performansi prilikom korišćenja različitih prozorskih funkcija u kombinaciji sa interpolativnim algoritmima i predlažu klasu prozorskih funkcija koje omogućuju optimalno filtriranje uz minimalne resurse procesora potrebne za izračunavanje. U [14] je data komparativna analiza različitih interpolacionih algoritama u slučaju signala sa jednom učestanošću. Sedlaček i Titera [15] su predstavili dva interpolaciona metoda; jednu u vremenskom, a drugu u domenu učestanosti. Metode su upoređene i predložena je kombinacija za specijalne slučajeve. U [16] su takođe analizirane tačnosti prilikom korišćenja različitih prozorskih funkcija a predložen je i novi metod baziran na višečlanoj kosinusnoj prozorskoj funkciji i na bazi [11] i [12]. Agrež [17] je predstavio ponderisanu interpolaciju na više tačaka spektra od DFT algoritma koristeći Hanning prozorsku funkciju. Wu i Zhao su u [18] predložili interpolacioni metod koji efikasno umanjuje efekte curenja spektra i u širem i u užem opsegu spektra. U [19] je predstavljen metod za analizu interharmonika baziran na interpolaciji prozorske FFT u slučaju kada odabiranje signala nije sinhronizovano. Algoritam je testiran na nekoliko različitih prozorskih funkcija i predstavljeni su vrlo tačni rezultati. Chang i ostali [20] su takođe predstavili metod za merenje harmonika i interharmonika predlažući interpolaciju u domenu učestanosti da se prvo pronađe fundamentalna učestanost sistema a kasnije i ostale komponente. U [21] su predstavljena dalja istraživanja u pravcu tačnosti određivanja amplitude harmonijskih komponenata izobličenih signala.

Korišćenje adaptivnih prozora je predloženo od strane Hidalgo [22] i Zhu [23]. Značajno su smanjili curenja spektra u slučaju velikih varijacija učestanosti osnovnog harmonika i u prisustvu interharmonika.

Prethodni radovi su se bavili problemima curenja spektra, ali u pravcu smanjenja tog efekta prouzrokovanim lošom sinhronizacijom odabiranja signala sa učestanošću osnovnog harmonika. Sledećih nekoliko radova predlažu šta treba uraditi da odabiranje signala bude korektno, a samim tim i da se eliminišu potrebe za korekcijama. Ferrero i ostali [24] su predstavili sinhronizaciju odbiraka sa osnovnom učestanošću sistema baziranu na digitalnoj fazno sinhronizovanoj petlji (engl. *phase locked loop* PLL). Ulazni signal je prvo filtriran u uskom opsegu učestanosti gde se nalazi i osnovna učestanost a zatim PLL prilagođava izlaznu

učestanost da bi razlika sa ulaznom bila minimalna. Izlazni blok PLL-a zatim izvršava odabiranje signala. Sinhronizaciona tehnika bazirana na *Chirp* Z-transformaciji (CZT) je korišćena u [25], u kojoj se prvo detektuje osnovna učestanost da bi se zatim definisala učestanost odabiranja. U radu [26] je predstavljen jednofazni softverski PLL koji izračunava osnovnu učestanost sistema i tako omogućava sinhronizaciju uređaja merne tehnike. Metodi su upoređeni [27] i pokazano je da metode bazirane na PLL imaju negativan efekat u slučaju smetnji u ulaznom signalu, dok metode bazirane na CZT imaju problem sa ograničenom rezolucijom, pošto kod takvih metoda tačnost zavisi od toga koliko je tačna sinhronizacija.

## 2.2 Wavelet transformacija

*Wavelet* transformacija (WT) počinje značajnije da se primenjuje poslednjih dvadesetak godina [28]-[36]. Sve veću primenu nalazi u analizi signala, seizmičkim istraživanjima, kompresiji podataka, pa čak i u rešavanju diferencijalnih jednačina.

Po teoriji WT, signal se može predstaviti superpozicijom specijalnih signala. Ti specijalni signali nazvani *wavelet*-i su talasi ograničenog trajanja, čija je srednja vrednost jednaka nuli.

Za razliku od Furijeove transformacije, kod koje se proizvoljni signal predstavlja superpozicijom samo jedne osnovne funkcije (sinusne odnosno kosinusne), kod WT postoji neograničen broj osnovnih funkcija, koje naravno moraju da zadovolje određene uslove. Osnovne *wavelet* funkcije se obično nazivaju po njihovim pronalazačima (*Daubechies*, *Meyer*, *Coiflet...*) [36].

Izbor osnovnog *wavelet*-a zavisi od primene. Na primer, za tranzijente u elektroenergetskim sistemima *wavelet*-i bi morali da zadovolje sledeće karakteristike [29]:

- da smanjuju broj *wavelet* komponenti koje opisuju signal
- da otkrivaju prirodne oscilatorne komponente tranzijentnog signala.

WT je prilično dobra za analizu signala koji imaju širok opseg učestanosti, koji nisu periodični ili koji mogu sadržati i sinusni i impulsni signal, što je tipično sa tranzijente u elektroenergetskim sistemima.

Wavelet transformacija(WT) kontinualnog signala se predstavlja kao [33]-[36]:

$$WT(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)g\left(\frac{t-b}{a}\right)dt \quad (2.17)$$

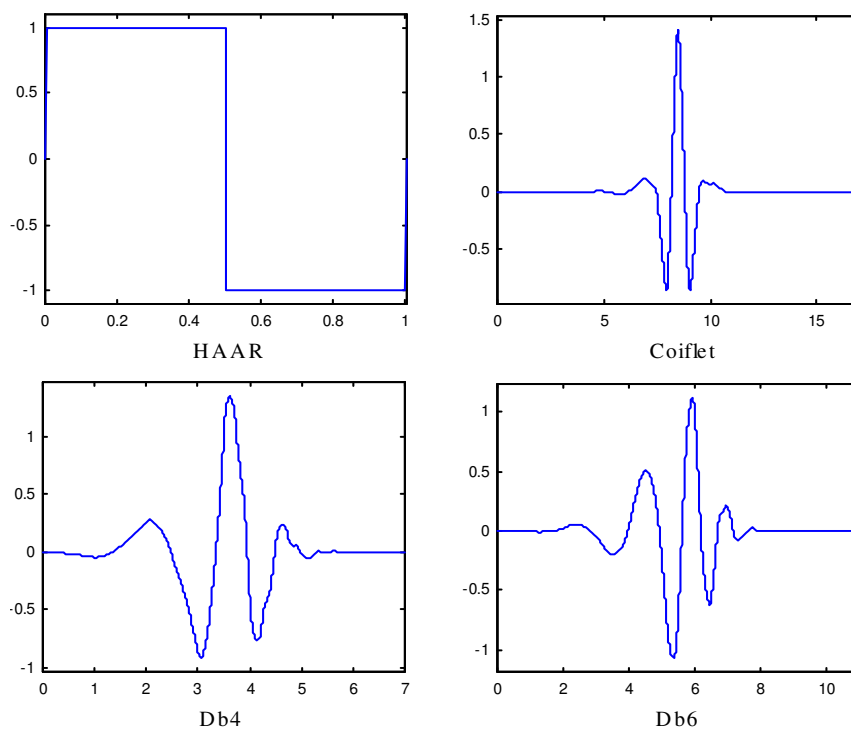
Slično kao kod WFT, signal  $x(t)$  je transformisan pomoću funkcije  $g((t-b)/a)$ , po analogiji sa  $w(t-\tau)e^{-j2\pi ft}$  kod WFT.

Funkcija  $g(t)$  sa kojom se analizira signal  $x(t)$  nije ograničena kompleksnim eksponencijalom, kao što je to slučaj kod Furijeove transformacije. Uslovi koje  $g(t)$  mora zadovoljiti su:

- da mora biti kratkog trajanja,
- da mora biti oscilatorna,
- da je srednja vrednost jednaka nuli,
- i da na krajevima intervala brzo opada ka nuli.

Ovi uslovi obezbeđuju da je integral (2.17) konačan. Funkcija  $g(t)$  se najčešće naziva "mother wavelet" ili "osnovni wavelet". Na sl. 2.12 su predstavljeni neki od osnovnih wavelet-a koji se najčešće koriste: Haar, Daubechie (Db4, Db6). Broj pored naziva obično označava od koliko se koeficijenata filter sastoji.

Druga razlika je postojanje parametra  $a$  koji vrši skaliranje u vremenu, a koji ne postoji kod WFT. Prozor wavelet-a  $g((t-b)/a)$  koji se širi ili skuplja zavisi od toga da li je  $a > 1$  ili  $a < 1$  (sl. 2.13).



Slika 2.12. - Primeri osnovnih wavelet-a

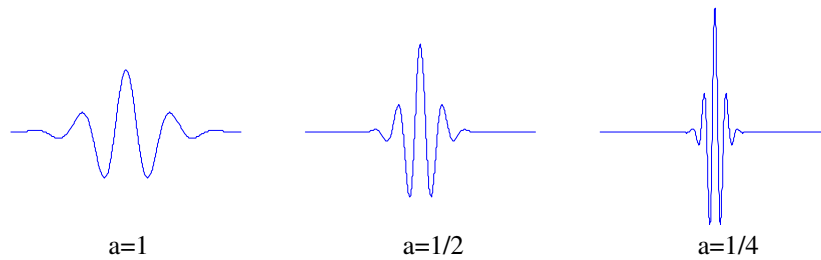
Kao i kod FT, i WT ima svoju diskretnu varijantu (DWT), koja se definiše kao:

$$DWT[m, k] = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_n x[n] g\left[\frac{k - na_0^m}{a_0^m}\right] \quad (2.18)$$

gde je  $g[n]$  je osnovni wavelet, dok su parametri skaliranja i transliranja  $a$  i  $b$  funkcije celobrojnog parametra  $m$ :

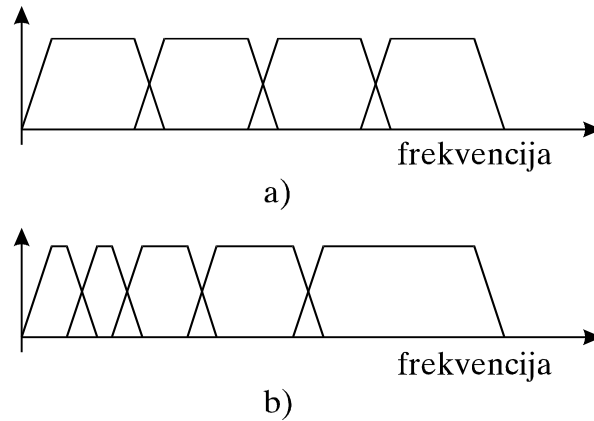
$$a = a_0^m \quad (2.19)$$

$$b = na_0^m. \quad (2.20)$$



Slika 2.13. - Skaliranje osnovnog wavelet-a

Za razliku od FT, koja daje uniformnu raspodelu učestanosti, *wavelet* transformacija daje logaritamsku raspodelu, što je direktna posledica primene gore navedenih jednačina (sl. 2.14).



Slika 2.14. - Raspodela učestanosti a) WFT b) WT

Posmatranjem izraza 2.18 dolazi se do efikasne implementacije wavelet transformacije. Ako se zameni varijabla  $n$  sa varijablom  $k$  dobija se:

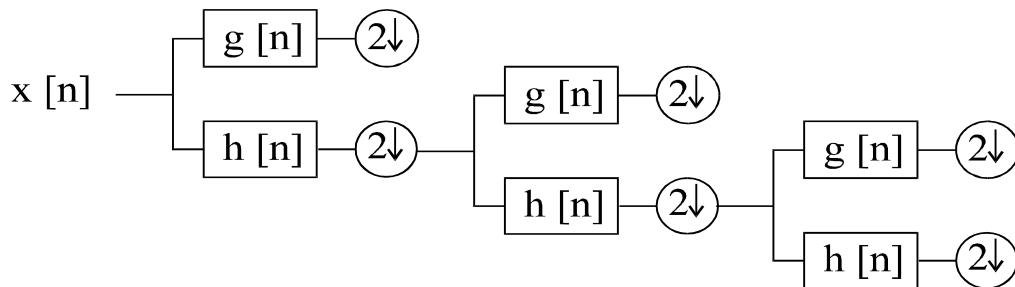
$$DWT[m, n] = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_k x[k] g[a_0^m n - k] \quad (2.21)$$

Ovo je slično sa opštom jednačinom digitalnog filtera (FIR) [30]:

$$y[n] = \frac{1}{c} \sum_k x[k] h[n - k] \quad (2.22)$$

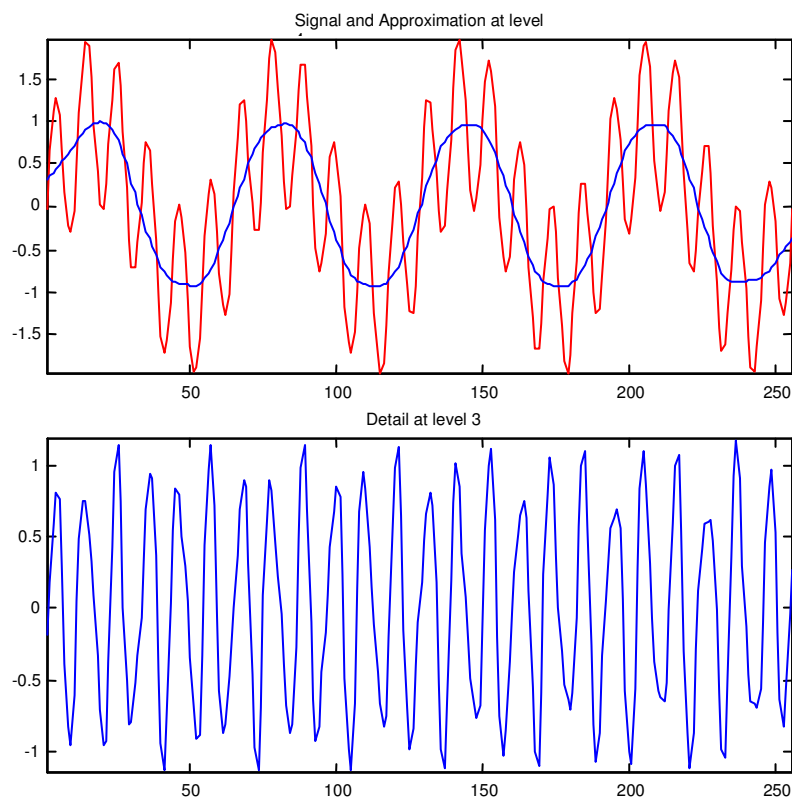
što pokazuje da je  $g[a_0^m n - k]$  impulsni odziv niskopropusnog filtera čija je transfer funkcija  $G(\omega)$ . Izborom  $a_0=2$  ili  $a_0^m=1, 1/2, 1/4, 1/8, \dots$ , svako širenje  $g[n]$  prepolovljava širinu propusnog opsega  $G(\omega)$ .

Na sl. 2.15 je prikazan višestepeni filter (multirezoluciona analiza). U svakom stepenu se nalaze niskopropusni filter  $g[n]$  i visokopropusni filter  $h[n]$ . Takođe se smanjuje broj elemenata niza i to sa faktorom 2.



Slika 2.15. - Višestepeni filter

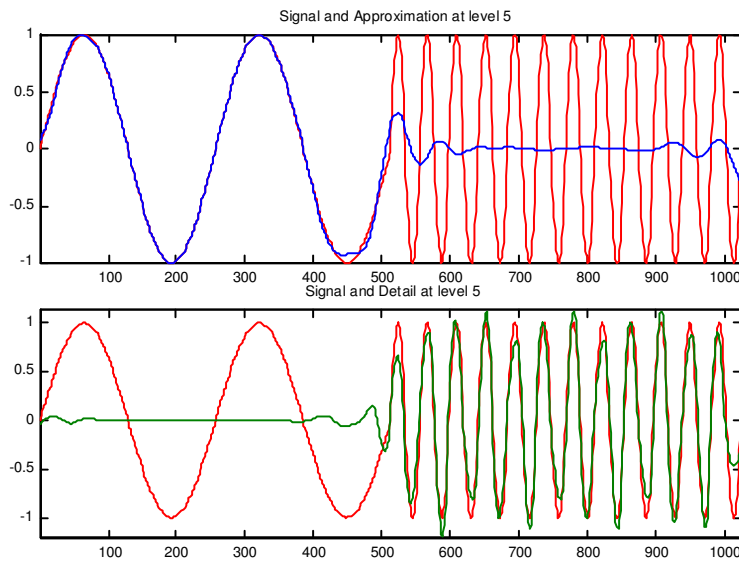
Da bi se pokazalo da WT takođe daje spektar signala, analizirani su primeri iz dela o FT. Na sl. 2.16 predstavljena je *wavelet* dekompozicija stacionarnog signala koji se sastoji od zbira dva signala od kojih jedan ima učestanost od 50Hz, a drugi od 300Hz. Na gornjoj slici je prikazan signal i njegova aproksimacija, odnosno izlaz poslednjeg nivoa filtera. Za ovaj signal to je osnovni harmonik učestanosti 50Hz.



Slika 2.16. - Wavelet dekompozicija stacionarnog signala

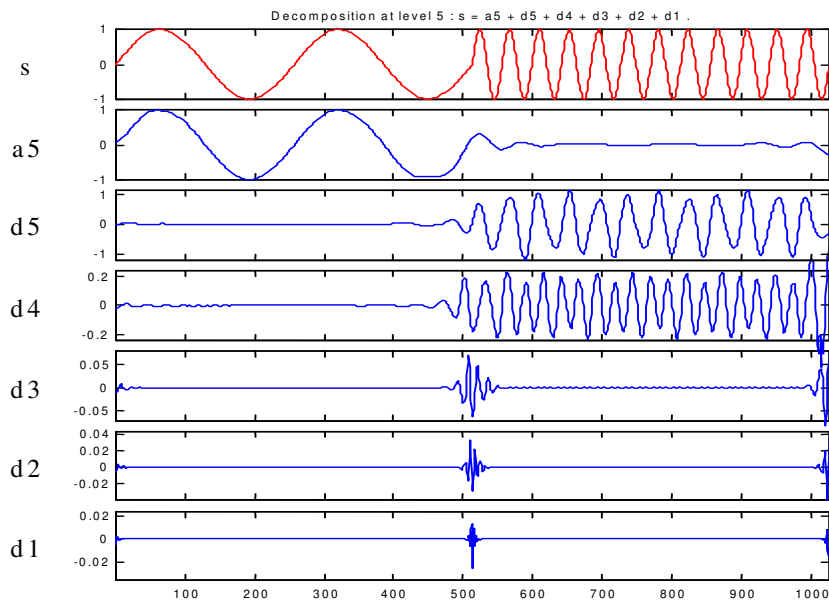
Na sl. 2.17 je predstavljena *wavelet* dekompozicija signala, koji prvo ima učestanost od 50 Hz, a zatim se učestanost skokovito menja na 300Hz. Crvenom bojom je predstavljen signal koji se analizira, dok je plavom bojom u gornjem dijagramu izlaz iz filtera, koji pokriva opseg gde se nalazi učestanost od 50Hz. Na donjem dijagramu se vidi signal, koji predstavlja

izlaz iz filtra koji pokriva višu učestanost. Očigledno je da *wavelet* transformacija pravi razliku između ova dva slučaja, za razliku od Furijeove transformacije.



Slika 2.17. - Wavelet dekompozicija nestacionarnog signala

Potpuna dekompozicija signala je predstavljena na sl. 2.18. Dekompozicija je urađena u programskom paketu MATLAB. Sa  $s$  je predstavljen signal koji se analizira, sa  $d1$ ,  $d2$ ,  $d3$ ,... su označeni izlazi odgovarajućih filtera koji su predstavljeni na slici 3.7, dok je sa  $a5$  označena aproksimacija signala posle petostruke primene filtera.

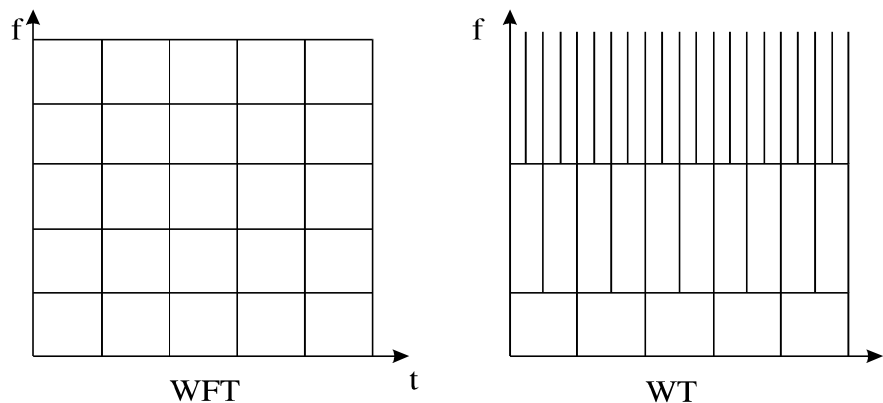


Slika 2.18. - Potpuna wavelet dekompozicija signala

Može se primetiti da je u trenutku skokovite promene učestanosti na wavelet dekompoziciji, odnosno skalogramu, došlo i do pojave signala na višim učestanostima, koje su posledica upravo te nagle promene učestanosti. Međutim, po vrednostima tih koeficijenata se vidi da su oni znatno manji od vrednosti osnovnog signala, odnosno spektralnih



komponenti koje ga sačinjavaju. Takođe se po koeficijentima *wavelet* dekompozicije može zaključiti tačan trenutak u kom je nastala promena u signalu (signal *dI* sa slike 3.10), što je izuzetno važna osobina ove tehnike. To je moguće zbog osobine WT da za niže učestanosti ima širi prozor, dok za više učestanosti ima uži prozor. Promenu širine prozora vrši parametar skaliranja *a*, sl. 2.13. Radi poređenja, WFT ima istu širinu prozora za sve opsege učestanosti, što je i predstavljeno na sl. 2.19.



Slika 2.19. - Različita vremenska i rezolucija učestanosti WFT-a i WT-a

Dakle, osobina WT-a da za više učestanosti ima uži a za niže učestanosti širi prozor je značajna prednost u odnosu na jednaku širinu prozora WFT-a. Ta prednost je očigledna u slučajevima analize signala u tranzijentnim stanjima pogona, kada se javljaju viši harmonici koji se menjaju u toku jedne periode osnovnog harmonika. Takođe će pojava impulsa, koji se pojavljuju u modernim uređajima energetske elektronike, biti tačno detektovana.

Upravo zbog svega ovde navedenog, WT je postala veoma interesantna u harmonijskoj analizi i može se naći veliki broj radova koji se bavi tom temom. U [37] je pokazano da je DWT u mogućnosti da razloži signal u podopsege, dok je za CWT potrebno vrlo velika snaga procesora za izračunavanje. Zbog toga je *wavelet packet transformation* (WPT) bolji za harmonijsku analizu. Zbog toga je u radovima [38] i [39] prvo korišćena WPT da bi se dobili podopsezi, a zatim se u sledećem koraku koristi CWT za tačno određivanje harmonika. U radu [40] je predstavljen uređaj za analizu kvaliteta električne energije baziran na WPT koji takođe može da detektuje i kratkotrajne poremećaje u signalima. Korišćenje *Butterworth* filtera beskonačnog impulsnog odziva za WPT je preložen u [41] za merenje u realnom vremenu dok je u radu [42] predloženo korišćenje specijalnih eliptičnih filtera. U poslednje vreme, predložena su dodatna poboljšanja WPT korišćenjem adaptivnih filtera [43], linearne optimizacije [44] i grupisanja harmonika [45], u radu [46] je korišćena *fuzzy* tehnika, dok je u radu [47] prvo primenjena Hilbertova transformacija analiziranog signala pa tek onda WPT.

### 2.3 Kalmanov filter

Kalmanov filter [48] je metod koji se sastoji od sistema matematičkih jednačina, koji koristi merene signale koji nisu potpuno tačni i sadrže merni šum za procenu stanja sistema tako što minimizuje srednju vrednost kvadratne greške. Matematički model mora tačno da definiše fizički sistem i obično je predstavljen sistemom diferencijalnih jednačina koje su takođe i jednačine stanja, kao i sistemom mernih jednačina. U matricnoj formi se matematički model u diskretnoj formi može predstaviti na sledeći način:

$$x[k+1] = A \cdot x[k] + B \cdot u[k] + w_k \quad (2.26)$$

$$y[k] = C \cdot x[k] + v_k \quad (2.27)$$

gde je  $x[k]$  vektor stanja u trenutku  $t_k$ ,  $y[k]$  je mereni signal,  $u[k]$  je upravljački signal, matrice  $A$ ,  $B$  i  $C$  predstavljaju parametre sistema, dok  $w_k$  i  $v_k$  predstavljaju greške u modelovanju odnosno merenju sa odgovarajućim kovarijansama  $Q_k$  i  $R_k$ .

Rekurzivni proces se podeliti na jednačine vremenskog podešavanja *time update* i na podešavanja u odnosu na rezultate merenja *measurements update*:

Vremensko podešavanje:

$$\hat{x}^- [k+1] = A \cdot \hat{x}[k] + B \cdot u[k] \quad (2.28)$$

$$P^- [k+1] = A[k]P[k]A^T [k] + Q[k] \quad (2.29)$$

Podešavanje u odnosu na rezultate merenja:

$$K[k] = P^- [k]C^T (CP^- [k]C^T + R[k])^{-1} \quad (2.30)$$

$$\hat{x}[k] = \hat{x}^- [k] + K[k](u[k] - C \cdot \hat{x}^- [k]) \quad (2.31)$$

$$P[k] = (I - K[k]C)P^- [k] \quad (2.32)$$

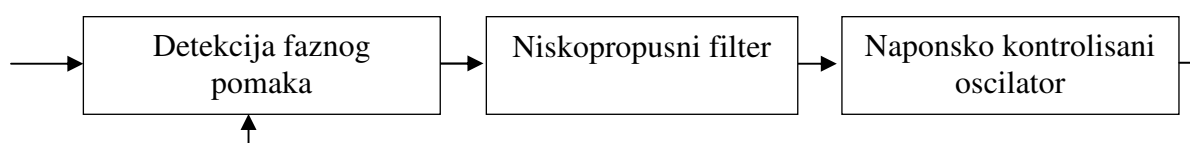
Matrica  $K$  je poznata kao Kalmanovo pojačanje. Model predstavljen gornjim jednačinama može da se koristi u slučaju da je sistem linearan; u slučaju da je sistem nelinearan, odgovarajući model će biti predstavljen kasnije u radu.

U poslednjih nekoliko decenija pojavio se značajan broj radova iz oblasti Kalmanovog filtera u cilju estimacije harmonika u energetske sistemima. Još 1973 u radu [49] je predstavljen rekurzivni kompjuterski metod za harmonijsku analizu signala u prisustvu šuma. Pokazano je da, sa odgovarajućim modelom harmonijskog signala, jednostavna primena Kalmanovog filtera može minimizovati kovarijansu odgovarajućeg vektora stanja. U radu [50] je predstavljen rekurzivni algoritam za procenu vremenski promenljivih signala uz prisustvo mernog šuma. Primena Kalmanovog filtera se ovde vidi kao alternativa prozorskoj DFT. Girgis i ostali su u [51] predstavili prednosti korišćenja Kalmanovog filtera u odnosu na

DFT odnosno FFT u slučaju analize vremenski promenljivih harmonika u energetskim sistemima. Takođe u [52] je pokazano da se Kalman filter može koristiti u identifikaciji izvora harmonika. Andria i ostali [53] su predstavili nelinearni model za analizu harmonika i primenili prošireni Kalmanov filter u analizi signala uređaja energetske elektronike. U radu [54] je predstavljena primena Kalmanovog filtera u analizi brzih tranzijenata u sistemu napajanja u železnici. U radu [55] je analizirana primena Kalmanovog filtera u slučaju propada napona i harmonijske analize a u radu [56] je analiziran problem podešavanja Kalmanovog filtera za bolje praćenje fluktuacije harmonika. Prošireni kompleksni Kalman filter je predstavljen u radu [57] za estimaciju osnovne učestanosti sistema u slučaju izobličenih signala elektroenergetskog sistema. Učestanost sistema je modelovana kao varijabla stanja i prilično tačno određena čak i u slučaju značajnog prisustva mernog šuma i harmonijskog izobličenja. Routray i ostali [58] su predstavili Kalman filter sa novim pristupom za modelovanje jednačina stanja za estimaciju učestanosti izobličenog signala u energetskim sistemima. U radu [59] su analizirane različite implementacije Kalmanovog filtera u harmonijskoj analizi, kao i u slučajevima kada osnovna učestanost varira. Chen i ostali su u [60] predstavili prošireni realni model Kalmanovog filtera kombinovanog sa mehanizmom za resetovanje u cilju što tačnijeg praćenja vremenski promenljivih harmonika. RLS *recursive least square* algoritam je predstavljen u [61] koji daje dobre rezultate, iako su odbirci kratke dužine, sa značajnom količinom šuma, nelinearni i nestacionarni. Köse i ostali [62] su koristili kombinaciju proširenog i linearnog Kalmanovog filtera za spektralnu analizu izobličenog spektra u cilju dobijanja harmonika i interharmonika.

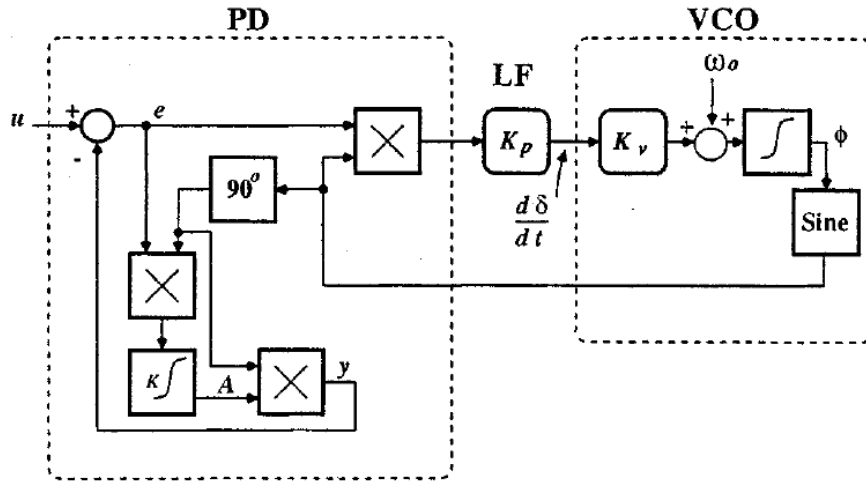
## 2.4 Fazno sinhronizovane petlje i adaptivni filteri

PLL [1], [63] i [64] je u stvari naponski kontrolisani oscilator koji je u mogućnosti da generiše sinusoidalni signal na izlazu, koji ima istu učestanost kao i signal na ulazu. PLL se prvenstveno primenjivao za estimaciju osnovne učestanosti i faznog pomeraja kod rotacionih mašina [1]. Unapredjeni *Enhanced* PLL (EPLL) je predložen za harmonijsku analizu u radovima [63] i [65] tako što je za estimaciju jednog harmonika korišćen jedan PLL. Za svaki sledeći harmonik koji je potrebno izdvojiti iz signala, potrebno je dodati po jedan PLL. Takođe je korišćen i u analizi harmonika, ali prvenstveno za sinhronizaciju [66] i [67].



Slika. 2.20. - Blok diagram PLL strukture [63]

Sl. 2.20 pokazuje blok dijagram PLL-a. PLL se sastoji od detektora faznog pomeraja, niskopropusnog filtera i naponski kontrolisanog oscilatora. Više detalja može se naći na sl. 2.21.



Slika. 2.21. - Detaljan prikaz unapređene PLL strukture [63]

PLL je primenjen za detekciju učestanosti i sinhronizaciju u avionskoj industriji [68], [69]. Karimi-Ghartemani i ostali su predstavili čitav niz radova [63]-[65], [70] i [71] u kojima su predložili adaptivni filter, koji je suštini sličan PLL-u, za ekstrakciju harmonika i interharmonika i to amplitude, učestanosti i faznog pomeraja signala.

Adaptivni filter odnosno EPLL je predstavljen u [72]. Kontinualni signal se može predstaviti na sledeći način:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N x_i \quad (2.33)$$

$$x_i(t) = A_i \sin(\omega_i t + \delta_i) \quad (2.34)$$

gde  $i$  predstavlja red harmonika, tako da  $\omega_i$  predstavlja osnovni ili fundamentalni harmonik, dok su više harmonijske komponente definisane sa  $i > 1$ . Obično je  $\omega_i = i\omega_1$  gde je  $i$  ceo broj, mada u slučaju interharmonika ili subharmonika to nije slučaj. Zadatak EPPL-a je da iz signala  $x(t)$  izdvoji određenu harmonijsku komponentu. Kvadratna greška između ulaznog signala  $x(t)$  i izlaznog odnosno estimiranog signala je minimizovana korišćenjem metoda opadajućeg gradijenta. Kriterijumska funkcija je definisana kao:

$$\begin{aligned} J(t, A_i(t), \omega_i(t), \phi_i(t)) &= \frac{1}{2} [x(t) - x_i(t, A_i(t), \omega_i(t), \phi_i(t))]^2 = \\ &= \frac{1}{2} e^2(t, A_i(t), \omega_i(t), \phi_i(t)) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Ako se pretpostavi da je  $\Theta \in R^N$  vektor parametara  $A_i(t), \omega_i(t), \phi_i(t)$  metod opadajućeg gradijenta se može napisati kao:

$$\frac{\partial}{\partial t} \Theta(t) = -\mu_i \frac{\partial}{\partial \Theta} J(t, \Theta(t)) \quad (2.36)$$

Metod opadajućeg gradijenta omogućava podešavanje parametra  $\Theta$  tako da kriterijumska funkcija konvergira prema minimalnoj vrednosti. EPLL je razvijen kao adaptivni filter koji ne propušta opseg od interesa i može da se opiše sa sledećim diferencijalnim jednačinama:

$$\frac{dA_i(t)}{dt} = \mu_{1i} e_i(t) \sin \phi_i(t) \quad (2.37)$$

$$\frac{d\omega_i(t)}{dt} = \mu_{2i} e_i(t) \cos \phi_i(t) \quad (2.38)$$

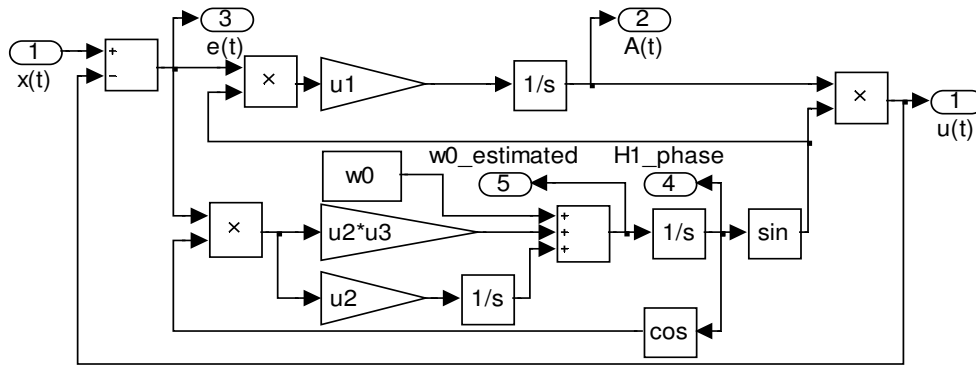
$$\frac{d\phi_i(t)}{dt} = \mu_{2i} \mu_{3i} e_i(t) \cos \phi_i(t) + \omega_{0i} \quad (2.39)$$

$$y_i(t) = A_i(t) \sin \phi_i(t) \quad (2.40)$$

$$e_i(t) = x(t) - y_i(t) \quad (2.41)$$

$$\phi_i(t) = \omega_{0i} t + \delta_i \quad (2.42)$$

Detaljno izvođenje i analizu stabilnosti moguće je pronaći u [72]. Sl. 2.22 daje prikaz implementacije EPLL-a od jedne jedinice u MATLAB/Simulinku.



Slika. 2.22. - MATLAB-Simulink implementacija EPLL-a

Odgovarajuće podešenje parametara  $\mu_{1i}$ ,  $\mu_{2i}$  and  $\mu_{3i}$  omogućuje da rešenje diferencijalnih jednačina konvergira ulaznim vrednostima. Parametar  $\mu_{1i}$  upravlja izračunavanjem amplitude, dok druga dva upravljaju izračunavanjem faznog pomeraja i učestanosti. Veća vrednost  $\mu_{1i}$  garantuje brži odskočni odziv amplitude, ali takođe unosi veću grešku u ustaljenom stanju. Zbog toga je potrebno pronaći kompromis između brzine odziva i greške u ustaljenom stanju. U cilju smanjenja valovitosti u ustaljenom stanju moguće je koristiti dodatne niskopropusne filtere, ali oni dodatno smanjuju brzinu odskočnog odziva.

## 2.5 Hibridne metode

Da bi se nadoknadili nedostaci određenih metoda, u literaturi može da se nađe veliki broj radova u kojima su kombinovane različite metode. Već su pomenute metode u kojima je predstavljena sinhronizacija FT-a sa učestanošću mreže korišćenjem drugih metoda [24]-[27]. Predloženi metodi za sinhronizaciju su EPLL i CZT. U radu [73] su kombinovane WT i KF da bi se ubrzalo praćenje harmonika metoda baziranih na KF-u.

Neki od radova se bave kombinacijom FT-a i WT-a. U [74] u analizi originalnog signala je prvo primenjena WT, a zatim je dobijen harmonijski spektar primenom FT-a. Hibridni metod FT-a i WT-a je takođe korišćen u analizi signala elektrolučnih peći [75]. Primena WT-a da bi se iz signala eliminisao šum, a zatim primenio FT, je predložen u [76].

## 2.6 Spisak literature referencirane u drugom poglavlju

- [1] S.K.Jain, S.N. Singh, *Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and chalanges*, Electric Power Systems Research 81 (2011) 1754–1766.
- [2] A.W.M. vanden Enden, N.A.M. Verhoeckx: *Discrete-time signal processing*, Prentice Hall, New York 1989.
- [3] J. Knežević, *Analiza talasnih oblika uređaja energetske elektronike primenom wavelet transformacije*, magistarski rad, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka Novi Sad, 2000.
- [4] J.W. Cooley, J.W. Tukey, *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Math. Comput. 19 (1965) 297–301.
- [5] S. Winograd, *On computing the discrete Fourier transform*, Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A. 73 (1976) 1005–1006.
- [6] P. Duhamel, M. Vetterli, *Fast Fourier transforms: a tutorial review and a state of the art*, Signal Process. 19 (1990) 259–299.
- [7] F.J. Harris, *On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform*, Proc. IEEE 66 (1978) 51–83.
- [8] M. Portnoff, *Time–frequency representation of digital signals and systems based on short-time Fourier analysis*, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal 28 (1980) 55–69.
- [9] A. Testa, D. Gallo, R. Langella, *On the processing of harmonics and interharmonics: using Hanning window in standard framework*, IEEE Trans. Power Del. 19 (2004) 28–34.
- [10] J. Barros, R.I. Diego, *On the use of the Hanning window for harmonic analysis in the standard framework*, IEEE Trans. Power Del. 21 (2006) 538–539.
- [11] V.K. Jain, W.L. Collins, D.C. Davis, *High-accuracy analog measurements via interpolated FFT*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 28 (1979) 113–122.
- [12] T. Grandke, *Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 32 (1983) 350–355.
- [13] G. Andria, M. Savino, A. Trotta, *Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 38 (1989) 856–863.

- [14] J. Schoukens, R. Pintelon, H. Van Hamme, *The interpolated fast Fourier transform: a comparative study*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 41 (1992) 226–232.
- [15] M. Sedláček, M. Titera, *Interpolations in frequency and time domains used in FFT spectrum analysis*, Measurement 23 (1998) 185–193.
- [16] F. Zhang, Z. Geng, W. Yuan, *The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system*, IEEE Trans. Power Del. 16 (2001) 160–164.
- [17] D. Agrez, *Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 51 (2002) 287–292.
- [18] J. Wu, W. Zhao, *New precise measurement method of power harmonics based on FFT*, in: Proc. Int. Symp. Intel. Signal Process. Commun. Syst., 2005, pp. 365–368.
- [19] H. Qian, R. Zhao, T. Chen, *Interharmonics analysis based on interpolating windowed FFT algorithm*, IEEE Trans. Power Del. 22 (2007) 1064–1069.
- [20] G.W. Chang, C.I. Chen, Y.J. Liu, M.C. Wu, *Measuring power system harmonics and interharmonics by an improved fast Fourier transform-based algorithm*, IET Gener. Transm. Distrib. J. 2 (2008) 193–201.
- [21] D. Belega, D. Dallet, D. Slepicka, *Accurate amplitude estimation of harmonic components of incoherently sampled signals in the frequency domain*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 59 (2010) 1158–1166.
- [22] R.M. Hidalgo, J.G. Fernandez, R.R. Rivera, H.A. Larrondo, *A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 51 (2002) 31–36.
- [23] T.X. Zhu, *Exact harmonics/interharmonics calculation using adaptive window width*, IEEE Trans. Power Del. 22 (2007) 2279–2288.
- [24] A. Ferrero, R. Ottoboni, *High-accuracy Fourier analysis based on synchronous sampling techniques*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 41 (1992) 780–785.
- [25] M. Aiello, A. Cataliotti, S. Nuccio, *A chirp-z transform-based synchronizer for power system measurements*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 54 (2005) 1025–1032.
- [26] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, *A phase locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 2232–2239.
- [27] M. Aiello, A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, *Synchronization techniques for power quality instruments*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 1511–1519.
- [28] A.W. Galli, G.T. Heydt, P.F. Ribeiro: *Exploring the Power of Wavelet Analysis*, IEEE Computer Application in Power, October 1996, pp. 37-41.
- [29] P.F. Ribeiro: *Wavelet Transform: An Advanced Tool For Analyzing Non-Stationary Harmonic Distortions in Power Systems*, Proceedings of IEEE ICHPS VI, Bologna, September 1994, pp. 365-369.
- [30] D.C. Robetson, O.I. Camps, J.S. Meyer, W.B. Gish: *Wavelets and Electromagnetic Power System Transients*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 1050-1058.
- [31] S. Pastore, S. Quaia, L. Torelli: *Voltage Sag Analysis Through Wavelet Transform*,
- [32] S. Santoso, E.J. Hofman, W.M. Grady, P. Hofman: *Power Quality Assessment via Wavelet Transform Analysis*, Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 924-930.
- [33] A. Fournier: *Introduction*, Wavelets and their Applications in Computer Graphics, SIGGRAPH 1995 Course notes.

- [34] L.M. Reissell: *Multiresolution and Wavelets*, Wavelets and their Applications in Computer Graphics, SIGGRAPH 1995 Course notes.
- [35] W. Sweldens, P. Schroeder: *Building Your Own Wavelets at Home*, Wavelets and their Applications in Computer Graphics, SIGGRAPH 1995 Course notes.
- [36] A. Graps: *An Introduction to Wavelets*, IEEE Computational Sciences and Engineering, Volume 2, Number 2, Summer 1995, pp 50-61.
- [37] Y. Chen, *Harmonic detection in electric power system based on wavelet multiresolution analysis*, Int. Conf. Comp. Sci. Software Eng. 5 (2008) 1204–1207.
- [38] V.L. Pham, K.P. Wong, *Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms*, IEE Proc. Gene. Transm. Distrib. 146 (1999) 249–254.
- [39] T. Keaochantranond, C. Boonseng, *Harmonics and interharmonics estimation using wavelet transform*, IEEE/PES Trans. Distrib. Conf. Exhibit. 2 (2002) 775–779.
- [40] E.Y. Hamid, Z.I. Kawasaki, *Instrument for the quality analysis of power systems based on the wavelet packet transform*, IEEE Power Eng. Rev. 22 (2002) 52–54.
- [41] L. Eren, M.J. Devaney, *Calculation of power system harmonics via wavelet packet decomposition in real time metering*, Proc. 19th IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf. 2 (2002) 1643–1647.
- [42] L. Eren, M. Unal, M.J. Devaney, *Harmonic analysis via wavelet packet decomposition using special elliptic half-band filters*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 2289–2293.
- [43] Y.B. Lim, S.W. Sohn, J.J. Yun, H.-D. Bae, H. Choi, *Time varying harmonics estimation of power signal based on filter banks and adaptive filtering*, IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf., 2010, pp. 829–834.
- [44] A. Mazloomzadeh, M. Mirsalim, H. Fathi, *Harmonic and inter-harmonic measurement using discrete wavelet packet transform with linear optimization*, in: 4th IEEE Conf. Ind. Electr. Appl., 2009, pp. 825–830.
- [45] R.I. Diego, J. Barros, *Subharmonic measurement using DFT and Wavelet-Packet Transform in an IEC extended framework*, Measurement 43 (2010) 1603–1608.
- [46] F. Vatansever, A. Ozdemir, *A new approach for measuring RMS value and phase angle of fundamental harmonic based on Wavelet Packet Transform*, Electr. Power Syst. Res. 78 (2008) 74–79.
- [47] Walid G. Morsi, M.E. El-Hawary, *Power quality evaluation in smart grids considering modern distortion in electric power systems*, Electr. Power Syst. Res. 81 (2011) 1117–1123.
- [48] R.E. Kalman, *A new approach to linear filtering prediction problems*, Trans. ASME.J. Basic Eng. 82 (1960) 35–45.
- [49] K.L.S. Sharma, A.K. Mahalanabis, *Harmonic analysis via Kalman filtering technique*, Proc. IEEE 61 (1973) 391–392.
- [50] R. Bitmead, P. Ah Tsoi, Parker, *A Kalman filtering approach to short-time Fourier analysis*, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal 34 (1986) 1493–1501.
- [51] A.A. Girgis, W.B. Chang, E.B. Makram, *A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics*, IEEE Trans. Power Del. 6 (1991) 1153–1160.
- [52] H. Ma, A.A. Girgis, *Identification and tracking of harmonic sources in a power system using a Kalman filter*, IEEE Trans. Power Del. 11 (1996) 1659–1665.



- [53] G. Andria, L. Salvatore, M. Savino, A. Trotta, *Techniques for identification of harmonics in industrial power systems*, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf., New York, 1992, pp. 114–119.
- [54] S Liu, *An adaptive Kalman filter for dynamic estimation of harmonic signals*, Int. Conf. on Harmonics And Quality of Power, Athens, Greece, 1998, pp. 636–640.
- [55] M.A. Mostafa, *Kalman filtering algorithm for electric power quality analysis: harmonics and voltage sags problems*, Large Eng. Syst. Conf. Power Eng. (2007) 159–165.
- [56] J.A.R. Macias, A.G. Exposito, *Self-tuning of Kalman filters for harmonic computation*, IEEE Trans. Power Del. 21 (2006) 501–503.
- [57] P.K. Dash, A.K. Pradhan, G. Panda, *Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter*, IEEE Trans. Power Del. 14 (1999) 761–766.
- [58] A. Routray, A.K. Pradhan, K.P. Rao, *A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 51 (2002) 469–479.
- [59] K. Kennedy, G. Lightbody, R. Yacamini, *Power system harmonic analysis using the Kalman filter*, IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet. 2 (2003) p757.
- [60] C.I. Chen, G.W. Chang, R.C. Hong, H.M. Li, *Extended real model of Kalman filter for time-varying harmonics estimation*, IEEE Trans. Power Del. 25 (2010) 17–26.
- [61] M. Bettayeb, U. Qidwai, *Recursive estimation of power system harmonics*, Electr. Power Syst. Res. 47 (1998) 143–152.
- [62] N. Köse, Özgül Salor, Kemal Leblebicioglu, *Interharmonics analysis of power signals with fundamental frequency deviation using Kalman filtering*, Electr. Power Syst. Res. 80 (2010) 1145–1153.
- [63] M. Karimi-Ghartemani, M.R. Iravani, *A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems applications*, IEEE Trans. Power Del. 17 (2002) 617–622.
- [64] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. Reza Iravani, A.R. Bakhshai, *An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions*, IEEE Trans. Power Del. 18 (2003) 1350–1356.
- [65] M. Karimi-Ghartemani, M.R. Iravani, *Measurement of harmonics/interharmonics of time-varying frequencies*, IEEE Trans. Power Del. 20 (2005) 23–31.
- [66] A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, *A phase locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 2232–2239.
- [67] M. Aiello, A. Cataliotti, V. Cosentino, S. Nuccio, *Synchronization techniques for power quality instruments*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 1511–1519.
- [68] E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, F. Cupertino, *Real-time estimation of fundamental frequency and harmonics for active shunt power filters in aircraft electrical systems*, IEEE Trans. Ind. Electron. 56 (2009) 2875–2884.
- [69] F. Cupertino, E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, L. Salvatore, *Running DFT based PLL algorithm for frequency, phase and amplitude tracking in aircraft electrical systems*, IEEE Trans Ind. Electron. (2010) 1–9.
- [70] M. Karimi-Ghartemani, H. Mokhtari, M.R. Iravani, M. Sedighy, *A signal processing system for extraction of harmonics and reactive current of singlephase systems*, IEEE Trans. Power Del. 19 (2004) 979–986.

- [71] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, A. Bakhshai, *Processing of harmonics and interharmonics using an adaptive notch filter*, IEEE Trans. Power Del. 25 (2010) 534–542.
- [72] M. Karimi-Ghartemani and A.K. Ziarani, *Performance characterization of a nonlinear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop*, Int. Journal on Adaptive Control Signal Processing, vol. 18, pp. 23–53, 2004.
- [73] Y.Z. Liu, S. Chen, *A wavelet based model for on-line tracking of power system harmonics using Kalman filtering*, IEEE Power Eng. Soc. Summer Meet. 2 (2001) 1237–1242.
- [74] T. Tarasiuk, *Hybrid wavelet-Fourier spectrum analysis*, IEEE Trans. Power Del. 19 (2004) 957–964.
- [75] X.-M Ye, X.-H Liu, *The harmonic detection based on wavelet transform and FFT for electric ARC furnaces*, Int. Conf. Wavelet Anal. Pattern Recogn. (2009) 408–412.
- [76] C. Chen, T. Xu, Z. Piao, W. Liang, Y. Yuan, *The study on FFT harmonic detecting method of rural network based on wavelet denoising*, Int. Conf. Energy Environ. Technol. 2 (2009) 365–368

### **3 Harmonijska analiza struje ispravljača u regulisanom elektromotornom pogonu**

U uvodnom poglavlju su već spomenuti IEC 61000 kao i IEEE 519 standardi koji posebnu pažnju posvećuju kvalitetu električne energije i upućuju proizvođače elektronskih uređaja na odgovarajuće probleme, elektrodistributivne kompanije kao i potrošače električne energije [1]. Neki od tih problema su prouzrokovani korišćenjem uređaja energetske elektronike. Ti uređaji su nelinearni i njihova upotreba generiše harmonike koji prljaju elektroenergetski sistem. S obzirom da se snaga i broj takvih nelinearnih potrošača sve više povećava, problem harmonika postaje sve ozbiljniji. Problemi koje viši harmonici mogu prouzrokovati u energetsom sistemu su već spomenuti u uvodnom poglavlju [2]. Ti problemi su doveli do toga da je potrebno razviti alatke za brzu i tačnu analizu harmonika.

Najčešće korišćeni metod za analizu talasnih oblika napona i struje, kao što je već spomenuto u prethodnim poglavljima, je FT [3]. Ona transformiše signal u osnovni i harmonike višeg reda. FT, ili njena diskretna varijanta FFT (engl. *fast FT*), koja je razvijena zbog sve veće primene računarskih sistema ima određene nedostatke kao što su pojava lažnih učestanosti, curenje spektra itd [4].

FT daje tačan harmonijski spektar periodičnih signala koji su u ustaljenom stanju. Međutim, u savremenim elektromotornim pogonima promenljive brzine, promene momenta

na vratilu motora su veoma česte. Prema tome, elektromotorni pogoni prolaze kroz brojne tranzijente, odnosno promene stanja, tako da je informacija koju daje FT o harmonicima nedovoljno tačna. Za analizu takvih slučajeva razvijena je prozorska Furijeova transformacija *Windowed Fourier Transform* (WFT). Ona deli signal u signale kraćeg trajanja tačno određene dužine a zatim primeni FT. Međutim, pošto je dužina trajanja tih kratkih signala, odnosno širina prozora fiksna, taj kratki signal treba da bude stacionaran, tako da su harmonici dobijeni kao niz diskretnih vrednosti sa ograničenom tačnošću. WFT rešava početni problem, ali spomenuti nedostatak i dalje ostaje, dajući nedovoljno tačnu informaciju o harmonicima.

U devedesetim godina prošlog veka predstavljena je *wavelet* transformacija (WT), kao novi pristup u analizi signala [5], [6]. Teorija *wavelet*-a kaže da se signal može predstaviti kao superpozicija specijalnih *wavelet* signala koji su talasni oblici ograničenog trajanja i nulte srednje vrednosti. Za razliku od FT-a, gde je signal predstavljen superpozicijom samo jedne funkcije (sinusne ili kosinusne), WT ima neograničen broj osnovnih funkcija.

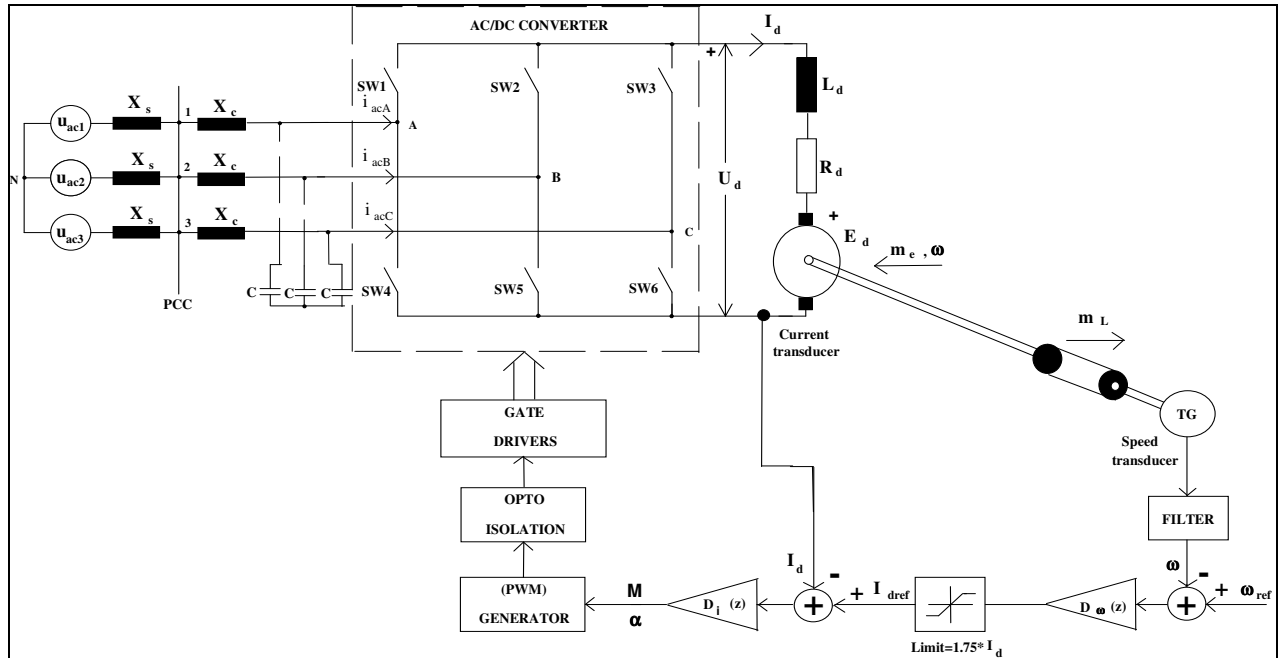
WT je slična filterima konačnog impulsnog odziva; ona ne transformiše signal u diskretne harmonijske komponente nego u signale sa ograničenim opsegom učestanosti koji sadrže najvažnije harmonike. WT nadoknađuje nedostatak WFT-a, i u mogućnosti je da prati veoma brze promene amplitude određenih harmonika. Ova osobina WT je karakteristična zbog toga što ona ima uži prozor za više učestanosti, a širi za signale niže učestanosti.

Međutim, iako je WT veoma dobra za detekciju početka tranzijenata, postoje određeni problemi u njenoj primeni. WT ima veliku širinu određenih podopsega i prema tome veoma lošu rezoluciju učestanosti [7]. Zbog toga, WT ne može tačno pratiti vremensku promenu tačno određenog harmonika nižeg reda.

Da bi se rešili ti problemi u analizi harmonika predstavljena je nova tehnika - modulisana preklapajuća transformacija *Modulated Lapped Transform* (MLT) [8] i [9]. Ona može bolje razgraničiti podopsege i time omogućuje preciznije praćenje određenih opsega učestanosti, odnosno određenih harmonika.

Najčešće korišćeni uređaji energetske elektronike su ispravljači (AC/DC converters) koji imaju naizmenični napon na ulazu, bilo jednofazni bilo trofazni, a na izlazu daju ispravljeni napon. Oni su veoma dobro poznati kao izvori harmonika struje. Prilikom upotrebe kod regulisanih elektromotornih pogona, često se koriste za regulaciju napona u međukolu a samim tim i struje odnosno momenta na vratilu elektromotora. Analiza talasnih oblika tokom tranzijenata je jako bitna ako se ispravljači koriste za regulaciju struje odnosno momenta kod regulisanih elektromotornih pogona kod kojih se javljaju česte promene brzine. Na sl. 3.1

predstavljen je blok dijagram kompletnog regulisanog elektromotornog pogona koji je korišćen u analizi. Prethodne analize su bile bazirane na primeni WFT-a na talasni oblik ulazne struje [10]. Taj pristup je dao dobre rezultate u ustaljenom stanju ali nedovoljno tačne u tranzijentima.



Slika 3.1. - Blok dijagram regulisanog elektromotornog pogona sa motorom jednosmerne struje.

U ovom poglavlju je dat pregled metoda za estimaciju harmonika prilikom korišćenja najčešće korišćenog uređaja energetske elektronike - ispravljača. Prvo je dat kratak pregled FT-a, WFT-a, WT-a i MLT-a u cilju prezentacije različitosti prilikom analize signala. Posle toga, biće data analiza ulazne struje ispravljača korišćenjem modulisanе preklapajuće transformacije, kako u ustaljenom, tako i u tranzijentnom režimu rada.

### 3.1 Furijeova transformacija i prozorska Furijeova transformacija

FT je definitivno jedna od najčešće korišćenih tehnika za analizu talasnih oblika signala [3]. Definicija FT-a  $X(f)$  kontinualnog signala  $x(t)$  je već data u prethodnom poglavlju ali je ovde ponovljena zbog jednostavnosti:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.1)$$

Kontinualna funkcija  $X(f)$  predstavlja signal  $x(t)$  u domenu učestanosti i dobijena je sumiranjem beskonačnog broja kompleksnih članova.

Periodična priroda električnog napona i struje, kao i korišćenje digitalnih procesora za obradu signala, dovela je do korišćenja diskretne Furijeove transformacije (DFT) kao odgovarajuće tehnike za analizu signala. DFT  $X(f)$  od diskretnog signala  $x[n]$  se može dobiti na sledeći način:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.2)$$

Gde je  $x[n]$  niz odbiraka kontinualnog signala  $x(t)$ :

$$x[n] = x(nT) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

A  $T$  je perioda odabiranja.

Da bi se omogućilo precizno i efikasno izračunavanje najčešće se koristi algoritam za brzu Furijovu transformaciju (Fast Fourier Transformation – FFT). Taj algoritam zahteva da broj odbiraka bude  $2^k$  gde je  $k$  ceo broj.

Međutim, i dalje postoje neki uzroci koji dovode do netačne estimacije harmonika, (tačnost može biti manja od 2 do 6%). To su najčešće nedovoljna učestanost odabiranja (aliasing), curenje spektra, itd, problemi koji su već spomenuti u drugom poglavlju.

**Aliasing** se dešava kada je učestanost odabiranja previše niska, tako da se sve učestanosti koje su sadržane u signalu ne mogu predstaviti postojećim odbircima. Tada dolazi do preslikavanja viših harmonika u niže opsege učestanosti i dobija se pogrešna informacija o harmonijskom spektru. Problem se može rešiti postavljanjem takozvanog anti-aliasing filtera u analognom kolu, koji je niskopropusni filter. Druga mogućnost je da učestanost odabiranja zadovolji teoremu odabiranja, koja kaže da učestanost odabiranja mora biti najmanje duplo veća od maksimalne učestanosti koja je sadržana u signalu. To je moguće samo ako je harmonijski spektar signala unapred poznat, pa se u praktičnim primenama preporučuje da učestanost odabiranja bude najmanje 2.5 do 4 puta veća od učestanosti najvišeg harmonika [6].

**Curenje spektra** se dešava kada signal na kom treba da se primeni algoritam FFT-e ne sadrži celobrojni umnožak perioda osnovnog harmonika, ili ako sadrži harmonijske komponente čija učestanost ne leži na učestanostima spektra, ili u slučaju nesinhronizovanog odabiranja. U slučaju kada se osnovna učestanost sistema polako menja, problem se može rešiti sinhronizacijom analogno-digitalnog konvertora i korišćenjem određene sinhronizacione tehnike ili prethodnog određivanja osnovne učestanosti na osnovu određivanja prolaska signala kroz nulu, a zatim primene algoritma za estimaciju harmonijskog spektra [6]. U svakom slučaju treba koristiti WFT. Već su spomenute sledeće prozorske funkcije - *Hanning*, *Hamming*, *Kaiser*, etc. Za signale koji sadrže harmonike visokih učestanosti, kao što je slučaj

prilikom korišćenja impulsno širinske modulacije, predloženo je i korišćenje interpolacionih algoritama [11].

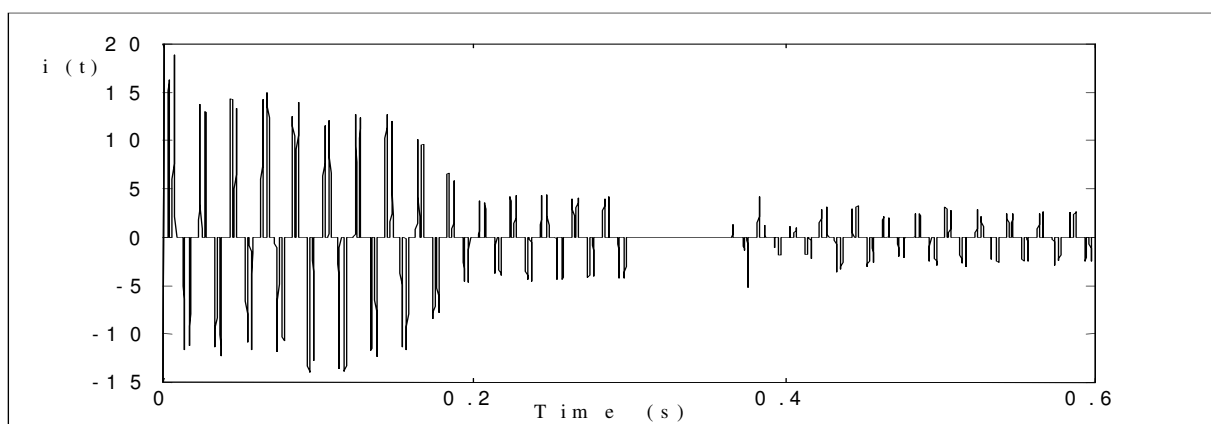
WFT je slična FT-u s tim što se ulazni signal množi sa prozorskom funkcijom  $w(t)$  čija se pozicija pomera u vremenu sa parametrom  $\tau$ .

$$WFT(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.4)$$

Diskretna varijata je definisana kao:

$$WDFT = \sum_n x[n]w[n - m]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.5)$$

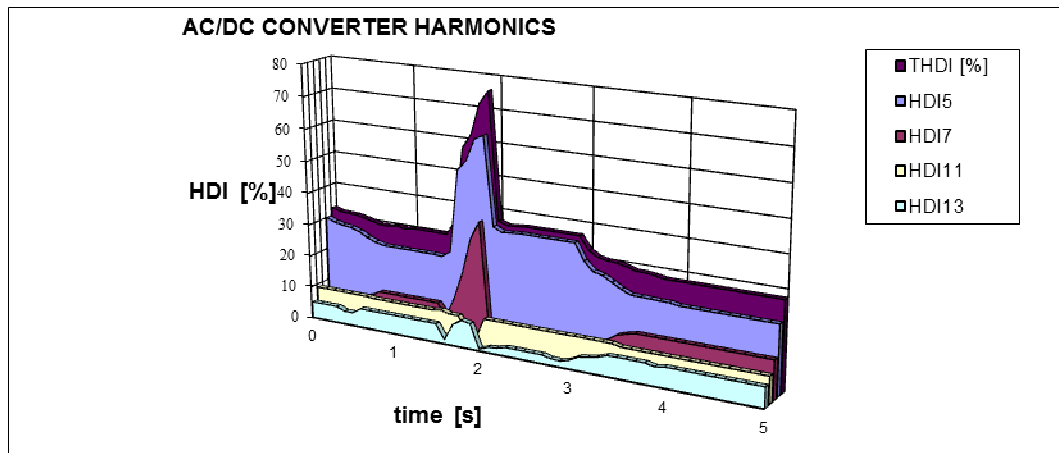
Za svaki prozor  $w_{m_0} = w[n - m_0]$ ,  $WDFT$  daje niz kompleksnih brojeva  $WDFT[k, m_0]$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ , čije su amplitude jednake amplitudama harmonika ulaznog signala  $x[n]$ . Najjednostavnija prozorska funkcija je pravougaona, koja je jednaka jedinici za celu širinu prozora. Druge već spomenute prozorske funkcije su: *Hanning*, *Hamming*, *Bartlett*, *Kaiser*, itd., ali se preporučuje *Hanning* prozorska funkcija. Međutim, WFT daje nezadovoljavajuće rezultate kada se promena učestanosti desi u okviru jednog prozora. Na primer, tokom merenja harmonika elektroenergetskih sistema, signali napona i struje su odabirani u intervalima (od 1 sec do 1 min) sa širinom prozora od 30 perioda da bi se dobila odgovarajuća tačnost. U slučaju brzinsko regulisanih elektromotornih pogona, tranzijentni režimi veoma su česti. Sl. 3.2 pokazuje talasni oblik linijske struje ispravljača koji napaja brzinsko regulisani pogon motora jednosmerne struje tokom tranzijenta (start, smanjenje brzine....).



*Slika 3.2. - Linijska struja ispravljača koji napaja regulisani elektromotorni pogon (start, nominana brzina, kočenje).*

Može se videti da je talasni oblik prilično neperiodičan, sa neodređenom širinom prozora, što u stvari onemogućuje ispravan rad WFT-a, tj. daje netačnu informaciju o

harmonicima. Smanjenje širine prozora je jedino moguće rešenje ali to može dovesti do curenja spektra. Rezultat takvog pristupa je dat na sl. 3.3 gde su prikazani harmonici regulisanog elektromotornog pogona, tokom tranzijentnog režima rada sličnom kao na sl. 3.2. Najuzi prozor koji se može primeniti je naravno jednak širini periode osnovnog harmonika.



Slika 3.3. - Analiza harmonika tokom tranzijentnih stanja regulisanog elektromotornog pogona primenom WFT sa smanjenom širinom prozora.

Nedostaci primene FT-a kod analize neperiodičnih i brzo promenljivih signala i potreba za moćnim procesorima za njeno izračunavanje su doveli do potrebe za boljom tehnikom za analizu harmonika. Jedno moguće rešenje je primena WT-a.

### 3.2 Wavelet transformacija

Teorija wavelet-a kaže da se signal može predstaviti kao superpozicija specijalnih signala nazvanih *wavelet*-i. Ti signali su talasni oblici ograničenog trajanja čija je srednja vrednost jednaka nuli [5]. Nedostaci WFT-a mogu biti nadoknađeni korišćenjem WT-a zbog toga što WT ima manju širinu prozora za više učestanosti. WT kontinualnog signala se definiše kao [1]-[3], [6]:

$$WT(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)g\left(\frac{t-b}{a}\right)dt \quad (3.6)$$

Funkcija  $g(t)$  nije limitirana kompleksnim eksponentom kao što je to slučaj kod FT-a. Njena ograničenja su: mora biti kratkotrajna, oscilatorna, nulte srednje vrednosti i mora brzo opadati ka nuli na krajevima intervala. Ta ograničenja omogućuju da integral ima konačno rešenje. Funkcija  $g(t)$  se često zove *mother wavelet* ili osnovni *basic wavelet*. Neki od osnovnih *waveleta* su predstavljeni u prethodnom poglavlju.

Kao i FT, i WT ima svoju diskretnu formu koja je definisana kao:



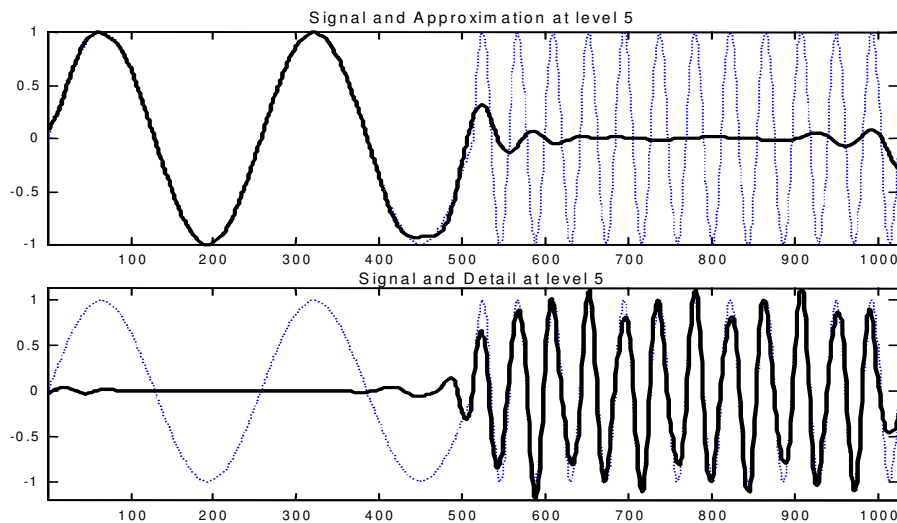
$$DWT[m, k] = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_n x[n] g \left[ \frac{k - na_0^m}{a_0^m} \right] \quad (3.7)$$

gde je  $g[n]$  osnovni *wavelet*, dok su parametri skaliranja i transliranja  $a$  and  $b$  funkcije celobrojnog parametra  $m$ .

$$a = a_0^m \quad b = na_0^m \quad (3.8)$$

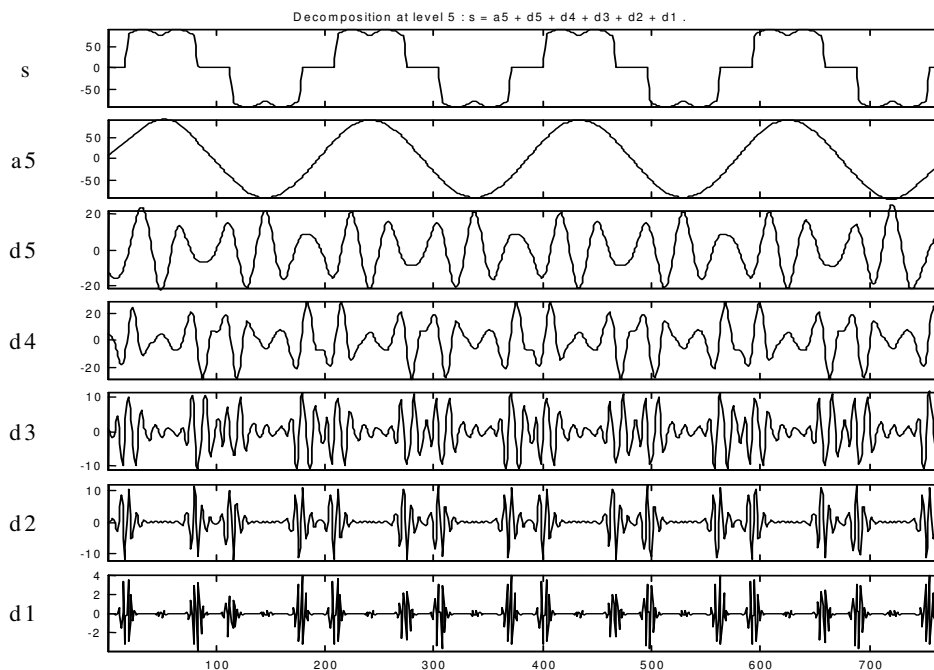
Sl. 3.5 pokazuje signal koji ima veoma brzu promenu učestanosti i njegovu analizu WT-om u dva različita opsega učestanosti. Može se videti da WT prati promene signala čim se neki harmonici pojave u signalu ili nestanu iz signala. Treba napomenuti da je rezultat WT-a skup signala koji pokrivaju određeni opseg učestanosti, ali ne i skup sinusoidalnih signala odnosno harmonika. Takav pristup WT-a omogućuje brz odziv na promene u učestanosti, kao i dobru dinamičku analizu harmonika.

Sl. 3.6 pokazuje *wavelet* dekompoziciju talasnog oblika struje fazno kontrolisanog trofaznog tiristorskog ispravljača u ustaljenom stanju. Kao što je spomenuto ranije, rezultat WT-a nisu harmonici nego je signal dekomponovan u podopsege. Širina određenog podopsega zavisi od učestanosti odabiranja. Na sl. 3.6 signal  $a5$  predstavlja podopseg u kom se nalazi osnovni harmonik, signal  $d4$  predstavlja podopseg petog harmonika itd...



Slika 3.5. - Wavelet transformacija: originalni signal (tačkice) and wavelets (puna linija).

Međutim, rezultati WT-a pokazani na sl. 3.6 nisu prikladni za donošenje odluke da li neki harmonik prelazi dozvoljene granice definisane standardima, zbog toga što su u standardima definisane dozvoljene maksimalne vrednosti određenih harmonika, a WT kao rezultat daje signale raspoređene u podopsezima. Zbog toga je potrebna adaptacija tih rezultata da bi se mogli uporediti sa postojećim standardima. Jedan pristup je predložen u [7].



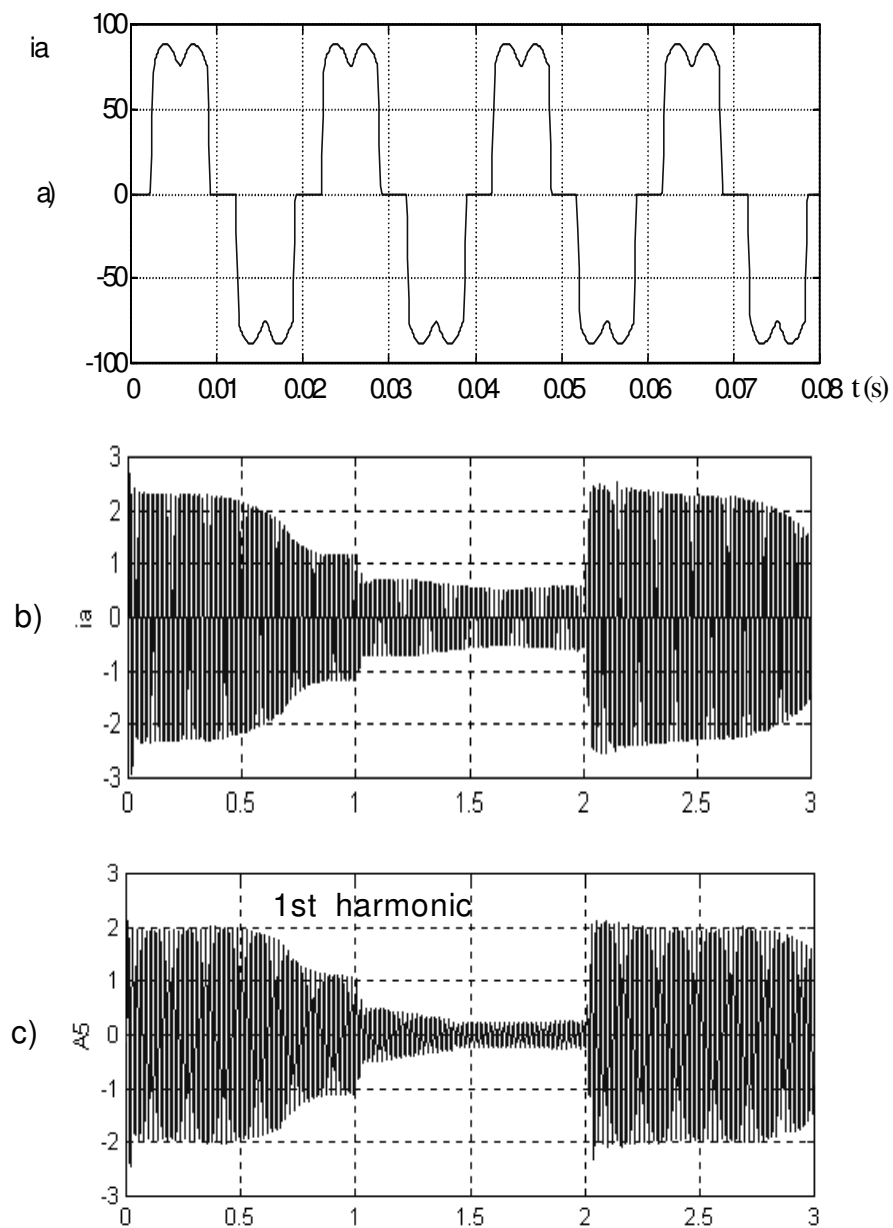
Slika 3.6. - WT struje mrežno komutovanog pretvarača.

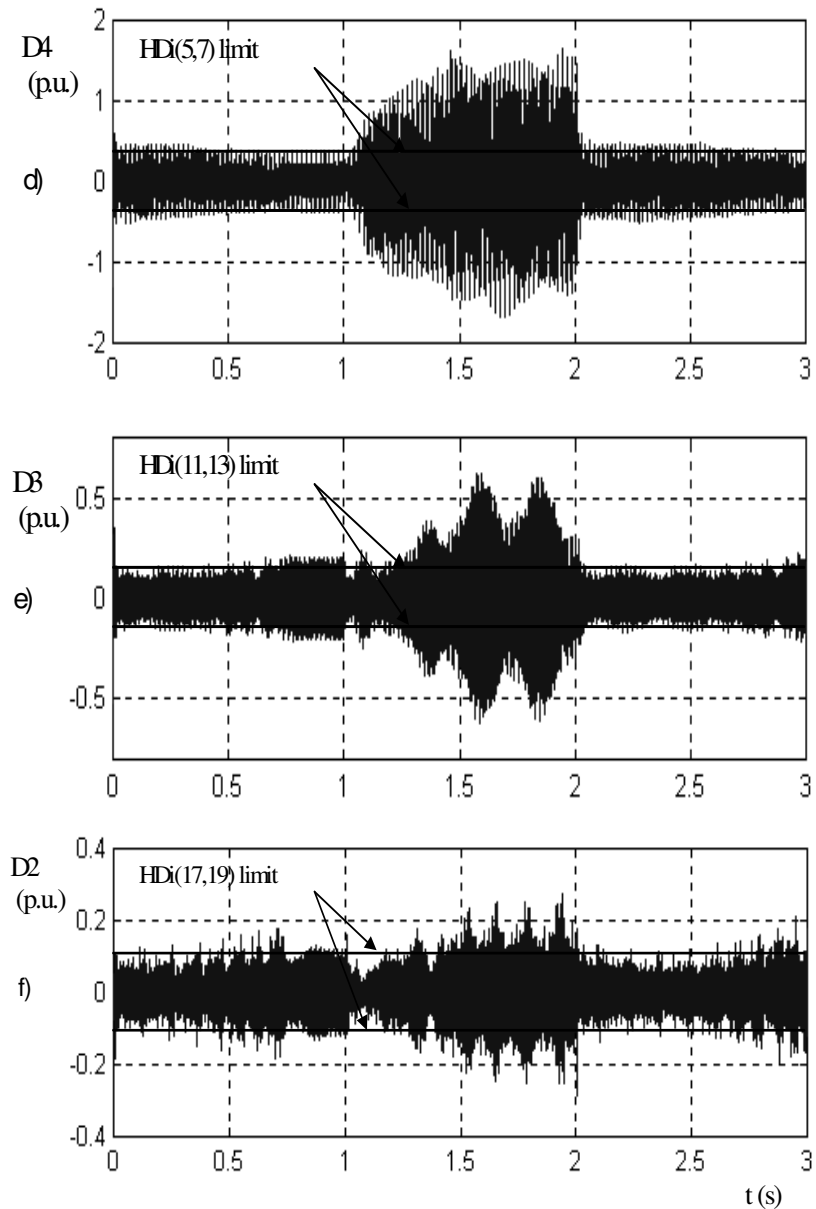
Metod se sastoji iz 6 koraka:

1. Odrediti karakteristične harmonike nekom drugom tehnikom, npr. FT-om ili iz već postojećeg iskustva u radu sa određenim pretvaračem (u ovom poglavlju su to trofazni ispravljači). Kod fazno komutovanih ispravljača, karakteristični harmonici se javljaju u parovima. To su neparni harmonici 5. i 7., 11. i 13, itd. Kod impulsno širinskih ispravljača su to bočni harmonici oko celobrojnog umnoška učestanosti nosećeg signala 19. i 23., 41. i 43, itd.
2. Identifikovati harmonijske limite. Već su ranije spomenuti IEEE 519 kao i IEC standardi [1],
3. Izabrati podopsege *wavelet* dekompozicije tako da pokrivaju susedne harmonike, kao što je to spomenuto u tački 1. Prema spomenutom standardu IEEE 519, ti harmonici imaju iste limite.
4. Formirati nove referentne signale prema vrednostima harmonijskih limita iz standarda. Fazni stav određenog harmonika može se izračunati [12]. Novi signali su dobijeni sabiranjem harmonika, koji se nalaze u istom podopsegu
5. Uporediti dobijene signale iz tačke 4 sa signalima dobijenim pomoću *wavelet* transformacije
6. Doneti odluku da li su limiti prekoračeni.

Primena metode je predstavljena na sl. 3.7 u slučaju regulisanog elektromotornog pogona jednosmerne struje sa značajnim promenama brzine: posle starta do nominalne brzine,

potom je pogon usporen, a zatim ponovo ubrzan. Na sl. 3.7.a i 3.7.b su predstavljene mrežne struje u ustaljenom stanju a zatim normalizovana struja kompletnog ciklusa. *Wavelet* dekompozicija ulazne struje je data na sl 3.7.c-3.7.f. Signali D2, D3 i D4 predstavljaju izlaze određenih filtera, odnosno podopsega *wavelet* dekompozicije. Svi signali su normalizovani u odnosu na prvi harmonik koji je predstavljen sa signalom A5 sl. 3.7.c. Korišćen je standard IEEE 519. Da bi se rezultati jednostavnije predstavili, na slikama se od referentnih signala nalaze samo njihovi maksimumi. Može se primetiti da su peti i sedmi harmonici u dozvoljenim granicama prilikom zaletanja pogona, dok su tokom kočenja znatno veći od dozvoljenih limita. Isto se dešava i sa ostalim karakterističnim harmonicima.





Slika 3.7. - Wavelet dekompozicija linijske struje ispravljača: a) struja u ustaljenom stanju, b) struja tokom tranzijenata, c) signal A5 (prvi harmonik), d) signal D4, e) signal D3, f) signal D2.

Očigledno je da ulazna ili linijska struja ispravljača značajno premašuju harmonijske limite. Prema tome, trebalo bi da se primene neke od tehnika za eliminaciju ili smanjenje harmonika (pasivni filteri, aktivni filteri, etc.). Korišćenjem ovog metoda je moguće utvrditi samo koji par harmonika premašuje standardom definisani limit, što je i njegov nedostatak. Ako je potrebno utvrditi koji tačno harmonik prelazi granicu neizbežna je primena nekog drugog metoda.

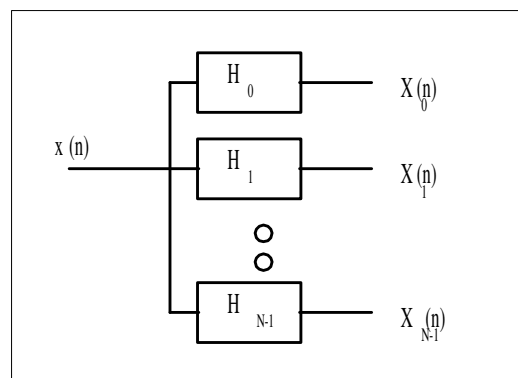
### 3.3 Modulisana preklapajuća transformacija

Nedostatak WT-a zbog preširokih propusnih opsega i nemogućnosti da razdvoji određene harmonike se može prevazići primenom MLT-a [9]. MLT ima slične osobine kao i WT, ali se može implementirati preklapanjem odgovarajućih blokova odbiraka signala. Ona je osnovna preklapajuća transformacija (odbirci signala u vremenskom domenu su obrađeni korišćenjem prozorskih funkcija u obliku zvona, preklapajući svaki blok sa susednim blokovima odbiraka signala), takođe poznata pod imenom modifikovana diskretna kosinusna transformacija (MDCT). MLT je ortogonalna preklapajuća transformacija, sa  $N$  podopsega i baznom funkcijom dužine  $L=2N$ . Njena primena daje  $N$  koeficijenata transformacije za svaki ulazni signal veličine  $L=2N$  odbiraka, dok su  $N$  odbiraka preklapljeni sa susednim transformacionim blokom.

MLT je direktno izvedena iz WFT-a sa nekoliko značajnih modifikacija:

- Diskretna kosinusna transformacije (DCT) je korišćena umesto DFT-a omogućujući računanje sa samo realnim brojevima;
- Specijalna prozorska funkcija je dizajnirana tako da zadovoljava tri bitna kriterijuma: perfektnu rekonstrukciju signala, transfer jednosmerne komponente u samo jedan podopseg i umanjene curenja spektra između podopsega;
- Isti algoritam je korišćen i za direktnu i za indirektnu transformaciju, koji se sastoji od prethodne obrade signala i brzog izračunavanja diskretne kosinusne transformacije.

MLT se može predstaviti korišćenjem banke filtera. To je veoma slično principu primenjenom kod analognih instrumenata za analizu učestanosti. Banka filtera je skup filtera poređanih paralelno, dizajniranih tako da raspodele signal u određeni broj podopsega kao što prikazano na sl. 3.8. Signali na izlazu svakog filtera odnosno podopsega su dobijeni konvolucijom ulaznog signala i filterom sa konačnim impulsnim odzivom, a zatim decimacijom. Decimacija sa faktorom  $N$ , koji je jednak broju podopsega, može se jednostavno opisati kao izostavljanje  $N-1$  odbiraka u bloku od  $N$  odbiraka.



Slika 3.8. - Banka filtera sa  $N$  filtera.

Posle filtriranja i decimacije, svaki blok od  $N$  odbiraka ulaznog signala je transformisan u skup od  $N$  odbiraka, po jedan u svakom od  $N$  podopsega signala. Inverzna transformacija se može objasniti na sličan način.

Pokazano je da postoji ekvivalentnost između banke filtera i WFT-a ako je impulsni odziv svakog filtera u banci filtera, za svaki od  $N$  filtera,  $k = 0..N - 1$ , jednak inverznom nizu vrednosti od  $e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$ ,  $n = 0..N - 1$ . Prenosna funkcija tih filtera se dobija pomeranjem u domenu učestanosti (tj. modulisanjem) prenosne funkcije ekvivalentnog filtera. Kod DFT-a je ekvivalentni filter pravougaon, sa impulsnim odzivom koji se sastoji od  $N$  jedinica i prenosnom funkcijom:

$$|H(f)| = \left| \frac{\sin \pi N f}{\sin \pi f} \right| \quad (3.8)$$

gde je  $f$  normalizovana učestanost. Taj filter ima lošu selektivnost a u cilju poboljšanja selektivnosti između susednih filtera, mora biti povećana dužina impulsnog odziva. Logično rešenje dovodi do preklapanja blokova odbiraka ulaznog signala. Preklapajući faktor se daje kao  $P = L/N$  gde je  $L$  dužina impulsnog odziva, a  $N$  je broj filtera. Najčešće se koristi  $P = 2,4,6$ . Veće vrednosti ne daju poboljšanja.

Lako je pokazati da DFT od bloka od  $N$  parnih odbiraka (tj.  $x(n) = x(N-1-n)$ ,  $n = 0..N/2-1$ ) daje realne vrednosti koeficijenata. DCT je izvedena iz DFT-a uvođenjem veštačke parnosti. Direktna i inverzna transformaciju su definisane kao:

$$X(k) = C(k) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos \left[ \frac{\pi}{N} k \left( n + \frac{1}{2} \right) \right] \quad k = 0..N-1 \quad (3.9)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C(k) X(k) \cos \left[ \frac{\pi}{N} k \left( n + \frac{1}{2} \right) \right] \quad n = 0..N-1 \quad (3.10)$$

$$C(k) = \begin{cases} \sqrt{1/N} & k = 0 \\ \sqrt{2/N} & k \neq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

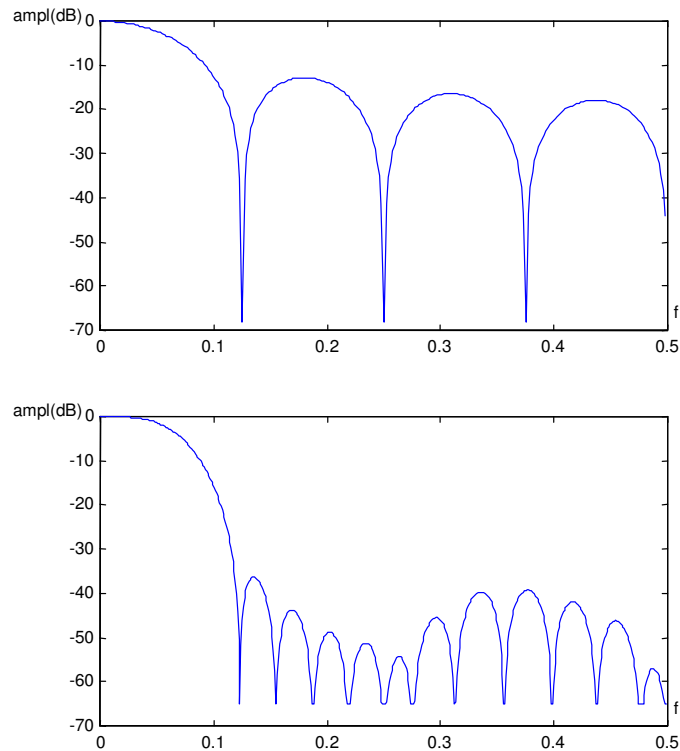
Međutim, da bi se omogućile sve tri modifikacije bilo je potrebno da se koristi DCT tipa IV (odd-time odd-frequency DCT), kako bi se dobio filter sa impulsnim odzivom:

$$h(n) = \sum_{k=0}^{L-1} g(k) \sqrt{\frac{2}{N}} \cos \left[ \frac{\pi}{N} \left( k + \frac{1}{2} \right) \left( n + \frac{N+1}{2} \right) \right] \quad n = 0..N-1 \quad (3.12)$$

gde je  $g(k)$  prozorska funkcija koja je optimizovana za najbolje odvajanje između podopsega. Može se pokazati da je opseg učestanosti svakog opsega jednak  $\pi/N$ ,  $\Delta f = 1/2N$ . Efekat optimizacije se može objasniti na sledećem primeru; centar podopsega se može tako podesiti

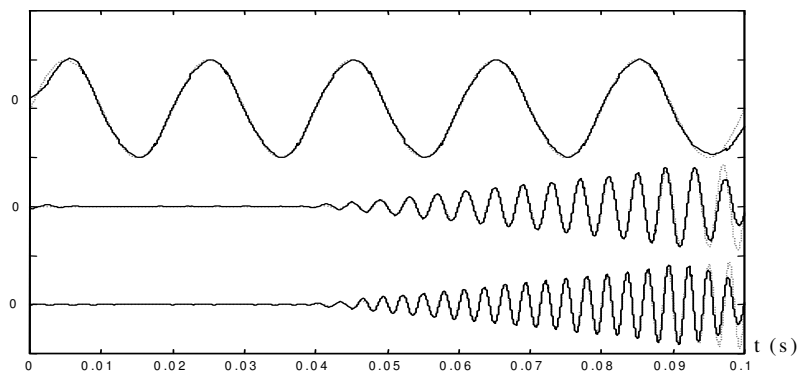
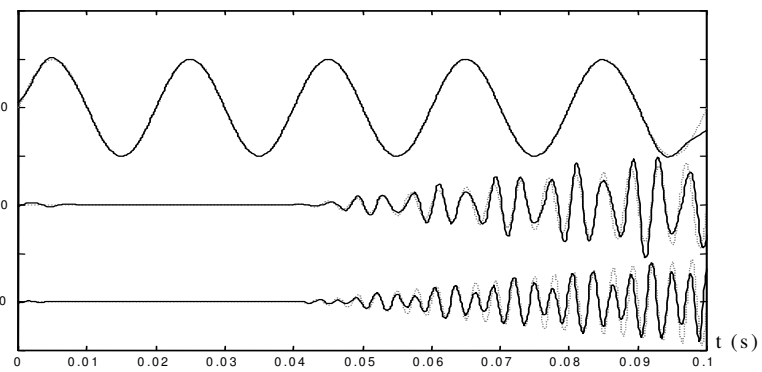
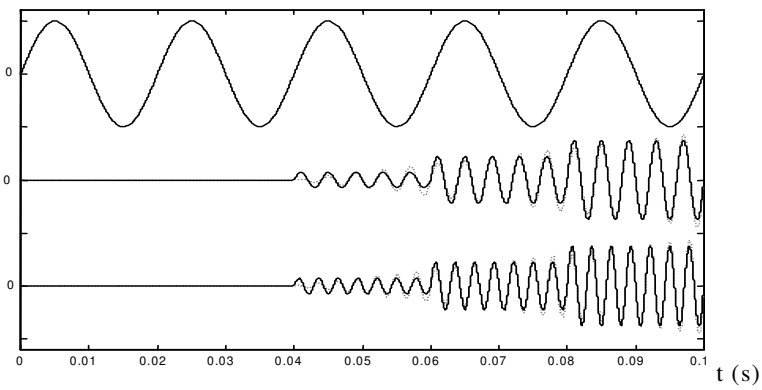
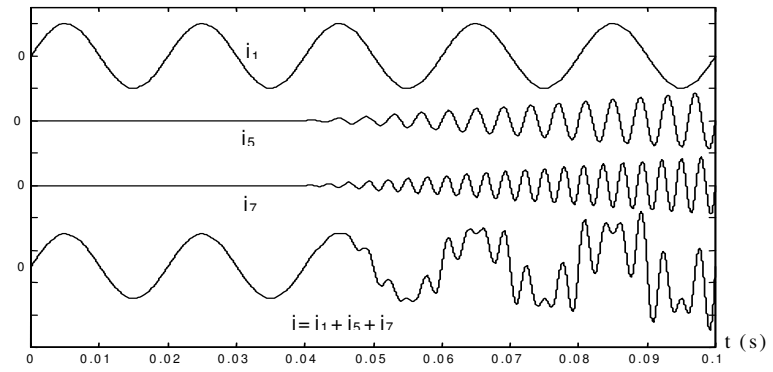
da bude tačno tamo gde se očekuju neparni harmonici, dok se opseg može podesiti da bude 100Hz ili 20Hz.

Prenosna funkcija filtera sa pravougaonim impulsnim odzivom (za  $N=4$ ) za FT je data na sl. 3.9.a sa logaritamskom skalom, dok je prenosna funkcija MLT-a (za  $N = 4, P = 8$ ) data na sl. 3.9.b. Poboljšanja su očigledna i značajna.



Slika 3.9. -  $|H(f)|^2$  : a) ekvivalentni filter za  $F$  i b) equivalent filter for MLT.

Prednosti MLT-a i njene banke filtera u poređenju sa WT-om i WFT-om je prikazana na sl. 3.10. Signal  $i$  je dat kao suma tri signala, prvi  $i_1$  sa učestanošću od 50Hz (osnovni harmonik), drugi  $i_2$  sa učestanošću od 250Hz (peti harmonik) i treći  $i_3$  sa učestanošću od 350Hz (sedmi harmonik) (sl. 3.10.a). Harmonici se pojavljuju 0.04s posle početka ciklusa i njihova amplituda se lagano povećava i u toku periode osnovnog harmonika. WFT, WT i MLT su primenjene da bi se signal razložio na harmonike. Rezultat dobijen WFT-om je dat na sl. 3.10.b, WT-om je na sl. 3.10.c dok je rezultat dobijen MLT-om na sl. 3.10.d. Može se videti da su rezultati dobijeni MLT-om mnogo bolji u poređenju sa druge dve metode.



Slika 3.10. - Poređenje tri različite metode za analizu signala: a) signal koji se testira b) WFT analiza c) WT analiza, i d) MLT analiza.



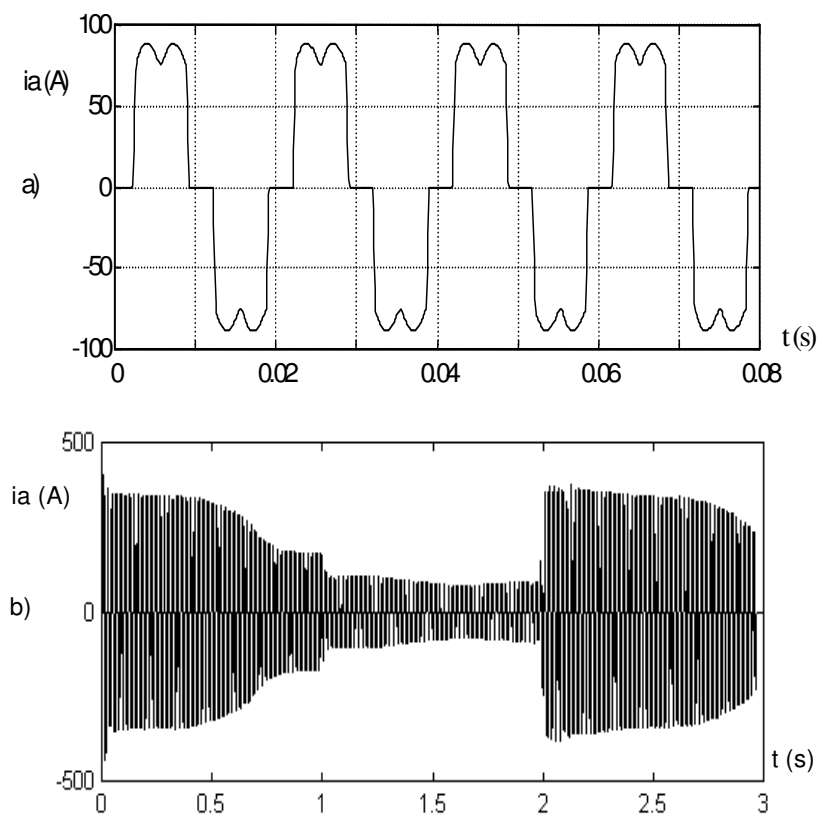
### 3.4 Analiza talasnih oblika struje ispravljača korišćenjem modulisane preklapajuće transformacije

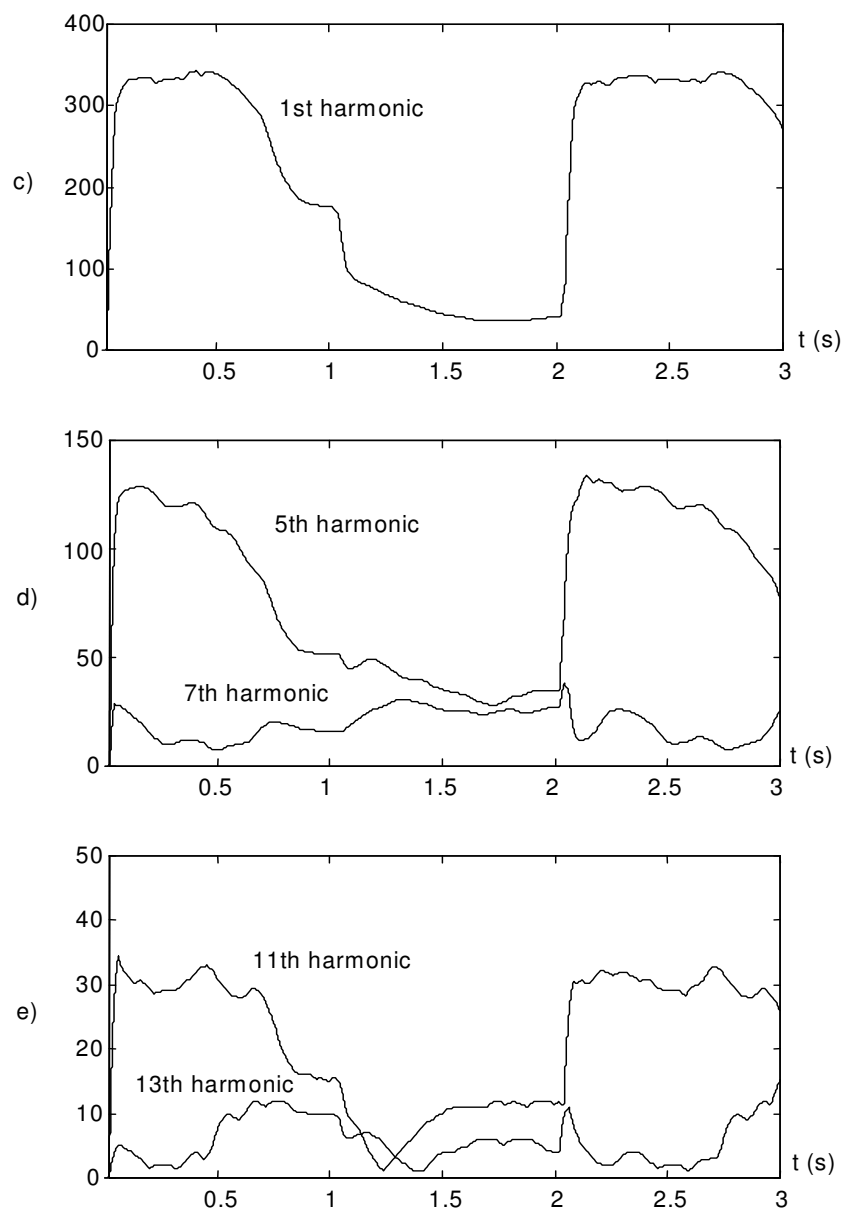
Dva različita tipa trofaznih ispravljača su korišćena za napajanje regulisanog elektromotornog pogona sa motorom jednosmerne struje:

1. Mrežno komutovani fazno kontrolisani ispravljač sa tiristorskim prekidačima (SW1-SW6 na slici 1),
2. Ispravljač sa impulsno širinskom modulacijom kod kojeg su prekidači GTO tiristori (SW1-SW6 na slici 1).

Posmatran je slučaj kada elektromotorni pogon ima značajne tranzijente. Pogon se prvo zaleće, zatim koči i nakon kratkog perioda ponovo zaleće.

Primer primene MLT-a i njene banke filtera je prikazan na sl. 3.11: a) prikazana je linijska struja u ustaljenom stanju b) ista struja ali tokom celog ciklusa tranzijentnih stanja, c) amplituda prvog harmonika u zavisnosti od vremena, d) amplitude petog i sedmog harmonika, i e) vremenska promena jedanaestog i trinaestog harmonika. Može se videti da su amplitude petog i sedmog harmonika značajne tokom tranzijentnih stanja, dok su u ustaljenom stanju njihove vrednosti prilično male.

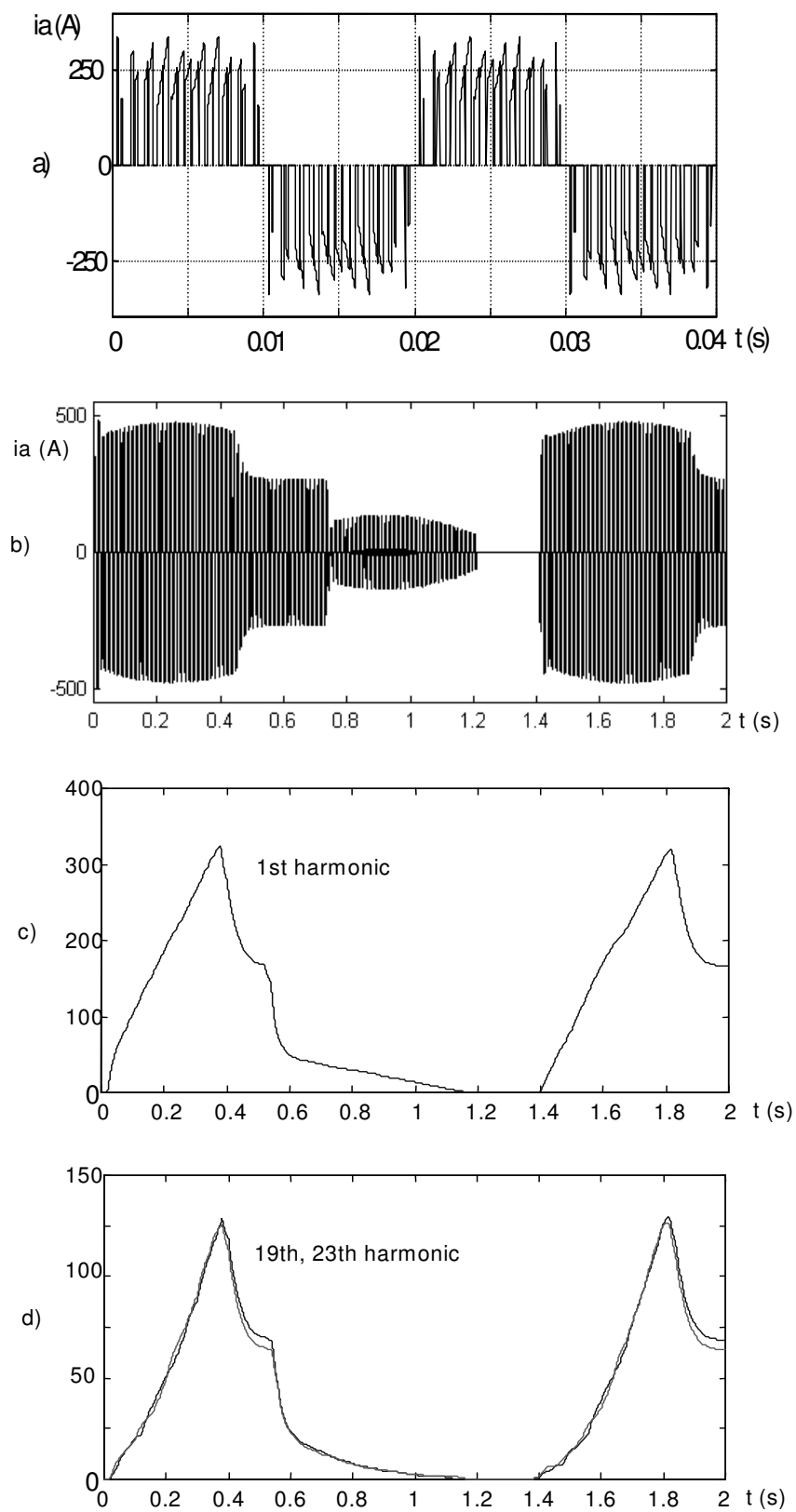


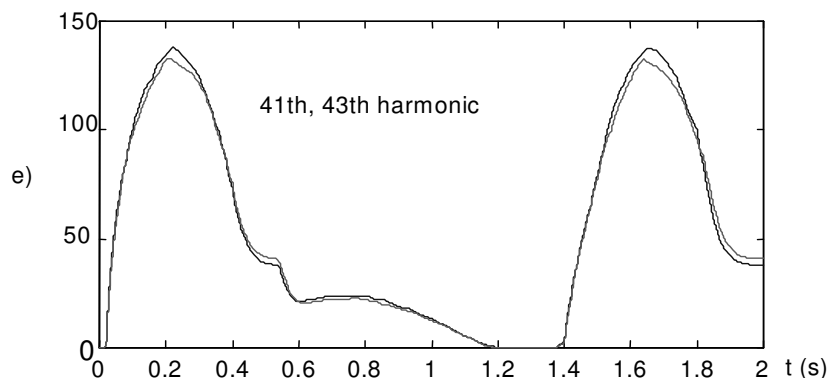


*Slika 3.11. - Analiza linijske struje fazno kontrolisanog ispravljača: a) linijska struja u ustaljenom stanju b) linijska struja tokom tranzijenta c) prvi harmonik d) 5. and 7. harmonici e) 11. and 13. harmonici.*

Primena MLT-a u analizi ispravljača sa impulsno širinskom modulacijom je data na sl. 3.12: a) talasni oblik linijske struje u ustaljenom stanju, b) talasni oblik struje u tranzijentom režimu rada za ceo ciklus, c) amplituda prvog harmonika kao funkcija vremena, d) amplitude prvih dominantnih harmonika (19. and 23.), and e) amplitude drugog dominantnog para harmonika (41. and 43.). Može se videti da su amplitude dominantnih viših harmonika znatno veće u tranzijentima nego u ustaljenom stanju. Naravno, potrebno je istaći da je posmatran slučaj bez filtera za filtriranje viših harmonika.

Poređenje sa rezultatima prikazanim na sl. 3.7 i [7] pokazuje da je postignuta znatno bolja rezolucija i tačnost.





Slika 3.12. - Analiza linijske struje impulsno širinski modulisanog ispravljača: a) linijska struja u ustaljenom stanju b) linijska struja tokom tranzijenata c) prvi harmonik d) 19. i 21. harmonici e) 41. i 43. harmonici.

### 3.5 Zaključak

WT je veoma moćna alatka u analizi signala, koja je odgovarajuća u harmonijskoj analizi talasnih oblika napona i struje u modernim regulisanim elektromotornim pogonima. Ona eliminiše određene nedostatke FT-a, ali ipak nije dovoljno precizna za analizu kvaliteta električne energije. Mnogo naprednija tehnika je MLT, koja omogućuje preciznu analizu vremenski promenljivih harmonika mnogo bolje nego ranije pomenute tehnike. Dva primera data u ovom poglavlju u analizi ispravljača (fazno kontrolisani i impulsno širinski kontrolisani) pokazuju te prednosti, koje su posebno očigledne u tranzijentnim režimima rada.

### 3.6 Spisak literature referencirane u trećem poglavlju

- [1] V.Katić: *Network Harmonic Pollution-A Review and Discussion of International Standards and Recommendations*, IEEE International Power Electronic Congress-CIEP'94, Puebla (Mexico), Aug.1994, pp. 145-151.
- [2] R.Dugan, M.McGranaghan, H.Beaty: *Electrical Power System Quality*, McGraw Hill, New York, 1996.
- [3] A.Van den Enden, N.Verhoeckx: *Discrete-time signal processing*, Prentice Hall, New York 1989.
- [4] V.Katić: *Computer Based Harmonic Measurement Systems: Discussion and a Realization*, IEEE Int. Conf. on Harmonics in Power Systems - ICHPS V, Atlanta (USA), Sep.1992, pp.16-22.
- [5] A.Galli, G.Heydt, P.Ribeiro: *Exploring the Power of Wavelet Analysis*, IEEE Computer Application in Power, Oct.1996, pp. 37-41.
- [6] A.Graps: *An Introduction to Wavelets*, IEEE Computational Sciences and Engineering, Vol.2, No.2, Summer 1995, pp 50-61.
- [7] J.Knežević, V.Katić, D.Graovac: *Transient Analysis of AC/DC Converters Input Waveforms Using Wavelet Transform*, 10<sup>th</sup> IEEE MELECON 2000, Nicosia (Cyprus), May 2000, Vol.3, pp.1193-1196.
- [8] J.Knežević, V.Katić, Ž.Trpovski, D.Graovac: *Modulated Lapped Transforms Filter Bank Technique Application For AC/DC Converter Power Quality Analysis*, Power Quality Conference – PCIM-PQ 2000, Nuremberg (Germany), June 2000.

- [9] H.Malvar: *Signal Processing With Lapped Transforms*, Artech House, 1992.
- [10] V.Katić, D.Graovac, J.Knežević: *Line Side Harmonics of Unbalanced AC/DC Converter in Transient and Steady State*, IEEE Int. Symposium on Ind. Electron.- ISIE'95, Athens, Jul.1995, pp.127-132.
- [11] T. Grandke, *Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals*, IEEE Trans. Instrum. Meas. 32 (1983) 350–355.
- [12] J. Knežević, *Analiza talasnih oblika uređaja energetske elektronike primenom wavelet transformacije*, magistarski rad, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka Novi Sad, 2000.

## 4 Metode za on-line harmonijsku analizu

Broj osjetljivih uređaja koji zahtevaju visok kvalitet električne energije odnosno visok kvalitet napona napajanja, konstantno se povećava [1]. Visok kvalitet napona napajanja pretpostavlja perfektu sinusoidu konstantne učestanosti i amplitude. S druge strane, primena nelinearnih uređaja i potrošača čija se snaga, odnosno opterećenje, menja tokom vremena je još veća. U cilju očuvanja kvaliteta električne energije na visokom nivou, najvažniji indikatori kao što su harmonici, propadi napona, prenaponi, kratkotrajni prekidi napajanja, nesimetrije i flikeri u idealnom slučaju treba da budu eliminisani. Poslednjih dvadesetak godina istraživači posvećuju posebnu pažnju razvoju alatki za preciznu analizu kvaliteta električne energije, kao i za eliminaciju eventualnih problema u naponu napajanja.

Moguće je pronaći mnogo različitih alatki za harmonijsku analizu, kao što su: Furijeova transformacija (FT) i njena diskretna varijanta (DFT) [2], različite primene adaptivnih filtera [3]-[5], veštačke neuralne mreže [6]-[8], napredne metode estimacije spektruma [9], metode bazirane na adaptivnim linearnim elementima [10], itd. Odgovarajući metod treba precizno da prati amplitudu harmonika, da prepozna promenu učestanosti i ima prihvatljivu neosetljivost na šum [4].

Najčešće korišćena alatka za harmonijsku analizu je FT. Rezultat primene FT-a su osnovni i viši hamonici [11]. Za primenu na digitalnim procesorima razvijena je DFT i odgovarajući algoritam za brzo izračunavanje - brza Furijeova transformacija (Fast Fourier

Transformation (FFT)). Kao što je već spomenuto, prilikom primene DFT-a mogu se pojaviti značajne greške zbog nedovoljno visoke učestanosti odabiranja i curenja spektra [12]. Dodatni problem je što je DFT metod razvijen i primenljiv samo za stacionarne signale (signale koji se ne menjaju u vremenu). Prema tome, promena harmonika signala koji se brzo menjaju kao što je to slučaj kod modernih uređaja energetske elektronike, ne može se tačno pratiti.

Metod za tačno praćenje harmonika je predstavljen u [13]-[17]. To je u stvari unapređeni PLL koji može da prati po jedan harmonik po jednoj jedinici, odnosno bloku PLL-a. EPLL adaptivno prati promene u amplitudi, faznom pomaku, kao i u učestanosti određenog harmonika ulaznog signala. Kao što je poznato [4], [18], metode koji su adaptivne mogu precizno da prate signale koji su nestacionarni i čija se učestanost menja sa vremenom, ali imaju prilično spor odziv na brze promene u signalu.

U cilju iskorišćenja prednosti oba metoda, DFT-a i EPLL-a u vremenski promenljivom okruženju, u ovom poglavlju je predstavljen novi hibridni metod DFT i EPLL metoda. Iako je promena učestanosti sistema prilično mala [19], predloženo je da EPLL prati promene učestanosti, omogućujući da DFT bude uvek sinhronizovan promenljivoj učestanosti sistema. Na ovaj način DFT može tačno da prati amplitude harmonika ulaznog signala. PLL je već predložen za sinhronizaciju [20], dok je DFT korišćen kako bi sam sebe sinhronizovao [21]. Ideja da se DFT sinhronizuje sa PLL-om je već predložena u [12], [22]. U ovom poglavlju je ta ideja potpuno razvijena korišćenjem EPLL-a kao sinhronizacionog mehanizma za primenu DFT-a. Novi metod je nazvan hibridni metod.

Metod za *on-line* analizu mrežnih harmonika je implementiran na modernom digitanom procesoru za obradu signala i rezultati su upoređeni sa izvornim metodama na uređaju za kondicioniranje kvaliteta električne energije. Da bi se pokazale prednosti predloženog metoda urađeno je nekoliko simulacija i eksperimentalnih testova.

#### 4.1 Furijeova transformacija i prozorska Furijeova transformacija

FT je najčešće korišćena tehnika za analizu signala [11]. Uzimajući u obzir da su naponi i struje u energetske sistemima periodične veličine, kao i potrebu korišćenja procesora za digitalnu obradu signala, diskretna FT se smatra odgovarajućom alatkom.

DFT  $X[k]$  diskretnog signala  $x[n]$  se definiše kao:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (4.1)$$

$x[n]$  su odbirci kontinualnog signal  $x(t)$  u vremenskom trenutku  $nT$ , gde je  $T$  perioda odabiranja.

$$x[n] = x(nT) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

$X[k]$  je niz kompleksnih brojeva. Svaki od  $k$  elemenata niza pripada odgovarajućem harmoniku. Izraz (4.1) se može napisati na drugi način korišćenjem Ojlerove formule, tako da izraz postaje:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) + j \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \right) \quad (4.3)$$

ili drugačije:

$$X[k] = a[k] + j \cdot b[k] \quad (4.4)$$

Ako je potrebno da amplituda kompleksnog broja  $X[k]$  bude tačna amplitudi odgovarajućeg harmonika, tada je potrebno parametre  $a$  i  $b$  pomnožiti sa faktorom  $2/N$  gde je:

$$a[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.5)$$

$$b[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.6)$$

Ako se parametri  $a$  i  $b$  izračunaju za odbirak signala u trenutku  $t = (N-1)T$ , i ako pritom promenimo notaciju, može se napisati:

$$a_k[N-1] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.7)$$

$$b_k[N-1] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.8)$$

a u trenutku  $t = NT$ :

$$a_k[N] = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x[n] \cdot \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.9)$$

$$b_k[N] = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x[n] \cdot \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.10)$$

Oduzimanjem jednačine (4.7) od (4.9) i (4.8) od (4.10) dobijamo:

$$a_k[N] - a_k[N-1] = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x[n] \cdot \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) - \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.11)$$

$$b_k[N] - b_k[N-1] = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x[n] \cdot \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) - \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \quad (4.12)$$

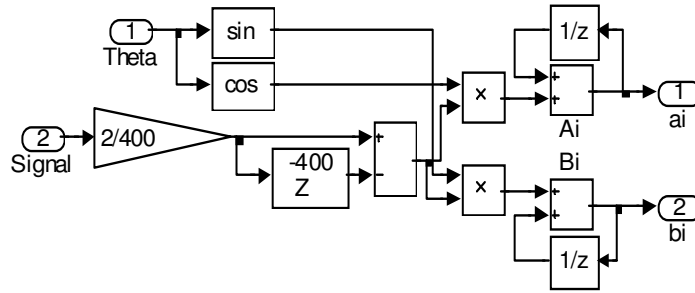
Rekurzivni algoritam je sada lako napisati podrazumevajući da je korišćeni prozor pravougaoni i da je širina prozora jednaka periodu osnovnog harmonika:



$$a_k[n] = a_k[n-1] + \frac{2}{N}(x[n] - x[n-N])\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.13)$$

$$b_k[n] = b_k[n-1] + \frac{2}{N}(x[n] - x[n-N])\sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.14)$$

gde je N broj odbiraka signala po periodi osnovnog harmonika, k je red harmonika a  $a_k$  i  $b_k$  su realni imaginarni koeficijenti DFT-a. Sl. 4.1 pokazuje MATLAB-Simulink model DFT-a, koji takođe pokazuje koliko je operacija potrebno da bi se izračunali Furijeovi koeficijenti  $a_k$  i  $b_k$ .



Slika 4.1. - MATLAB-Simulink model DFT-a

Očigledno je da je veoma jednostavno izračunati koeficijente FT-a, ali ako je potrebno izračunati i amplitudu i fazu određenog harmonika, potrebno je izvršiti par dodatnih operacija (6) and (7).

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (4.15)$$

$$\delta_k = \arctan\left(\frac{b_k}{a_k}\right) \quad (4.16)$$

Posle izračunavanja amplitude i faznog pomeraja, rekonstrukcija određenog harmonika je predstavljena sa:

$$h_k(t) = A_k \sin(k\omega_1 t + \delta_k) \quad (4.17)$$

Problemi primene DFT-a su već predstavljeni u prethodnim poglavljima: aliasing, curenje spektra [12]. Ti problemi su posebno izraženi u slučaju brzih promena signala koji se najčešće pojavljuju tokom tranzijenata. U tim slučajevima signal se menja brže nego što je trajanje periode osnovnog harmonika (20ms u 50Hz sistemima) [12], [22].

## 4.2 Poboljšana fazno sinhronizovana petlja

EPLL je već spomenut u drugom poglavlju; ovde je ponovo dat samo skup diferencijalnih jednačina kojima se on definiše:

$$\frac{dA_i(t)}{dt} = \mu_{1i} e_i(t) \sin \phi_i(t) \quad (4.18)$$

$$\frac{d\omega_i(t)}{dt} = \mu_{2i} e_i(t) \cos \phi_i(t) \quad (4.19)$$

$$\frac{d\phi_i(t)}{dt} = \mu_{2i} \mu_{3i} e_i(t) \cos \phi_i(t) + \omega_{0i} \quad (4.20)$$

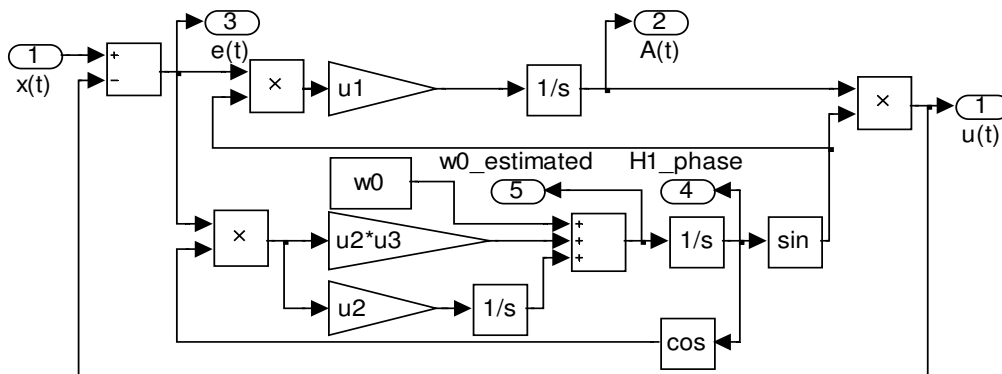
$$y_i(t) = A_i(t) \sin \phi_i(t) \quad (4.21)$$

$$e_i(t) = x(t) - y_i(t) \quad (4.22)$$

$$\phi_i(t) = \omega_{0i} + \delta_i \quad (4.23)$$

Detaljno izvođenje diferencijalnih jednačina i analiza stabilnosti se može naći u [16].

Sl. 4.2 pokazuje jedan blok EPLL-a koji može da izračuna jedan harmonik i implementiran je u MATLAB/Simulink-u.



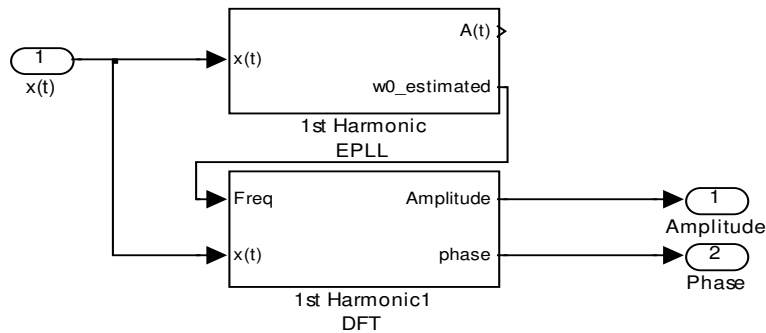
Slika 4.2. - MATLAB-Simulink model jednog bloka EPLL-a

Odgovarajuće podešenje parametara  $\mu_{1i}$ ,  $\mu_{2i}$  i  $\mu_{3i}$  omogućuje da rešenje diferencijalnih jednačina konvergira tačnim vrednostima ulaznog signala. Parametar  $\mu_{1i}$  upravlja odzivom amplitude, a druga dva fazom i učestanošću. Veća vrednost  $\mu_{1i}$  omogućuje brži odskočni odziv, ali takođe generiše veću grešku u ustaljenom stanju. Stvar je kompromisa, odnosno potrebe aplikacije, kako podesiti parametre da se dobije odgovarajući odskočni odziv, odnosno greška ustaljenog stanja. Moguće je dodati i niskopropusne filtere na izlazu EPLL-a u cilju smanjenja talasnosti ali to takođe utiče na brzinu odziva.

### 4.3 Hibridni metod

Dobro je poznato da je DFT veoma važna tehnika za harmonijsku analizu, ali takođe je poznato da ona ima i određenih nedostataka [12], [22], [23]. EPLL je poznat kao precizan estimator u slučaju signala koji su vremenski promenljivi, ali u poređenju sa DFT-om ima dosta slabiji dinamički odziv [18]. U cilju iskorišćenja prednosti oba metoda, u ovom poglavlju je predstavljen hibridni metod DFT-a i EPLL-a za harmonijsku analizu. Ova ideja je već bila spomenuta u radovima ali je ovde konačno razvijena i primenjena [12], [18], [22]. Na

sl. 4.3 može se videti da je jedan EPLL-a iskorišćen za estimaciju učestanosti prvog harmonika, dok je jedan blok (filter) DFT-a iskorišćen za estimaciju amplitude odnosno faznog pomeraja. Već je spomenuto da su promene osnovne učestanosti sistema prilično male tako da EPLL može tačno da prati te promene. Nekoliko simulacionih testova je urađeno u cilju poređenja izvornih i hibridnog metoda. Parametri EPLL-a su preuzeti iz [16].



Slika 4.3. - Hibridni metod DFT-a i EPLL-a za estimaciju harmonika

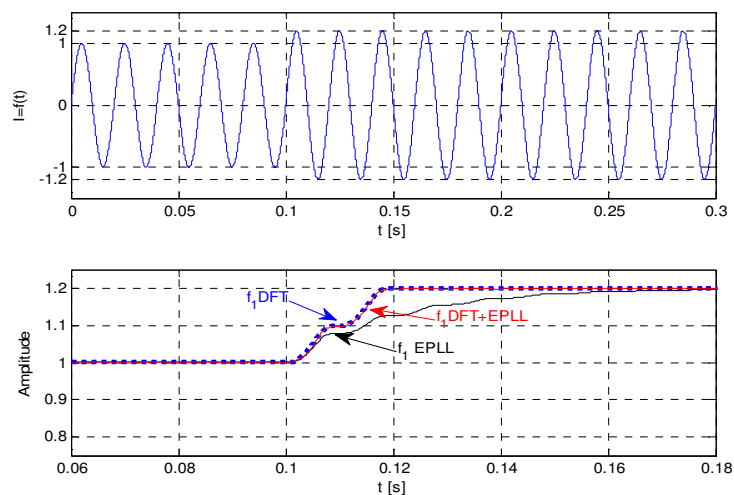
Prvi test signal ima konstantnu učestanost, dok amplituda ima naglu promenu, kao što je to definisano sa:

$$x_1(t) = A_1(t) \sin(\omega_1 t) \quad (4.24)$$

$$A_1(t) = \begin{cases} 1 & t \leq 100ms \\ 1.2 & t > 100ms \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 50$$

Sl. 4.4 pokazuje rezultate prvog testa. Na gornjem dijagramu je signal definisan sa (4.24) i (4.25). Na donjem dijagramu je odziv sve tri metode. Može se videti da hibridni metod (crvena linija) ima mnogo brži odziv nego EPLL (plava linija), dok je odziv naravno isti kao i kod DFT metoda (plave tačke).



Slika 4.4. - Amplitudni odskočni odziv

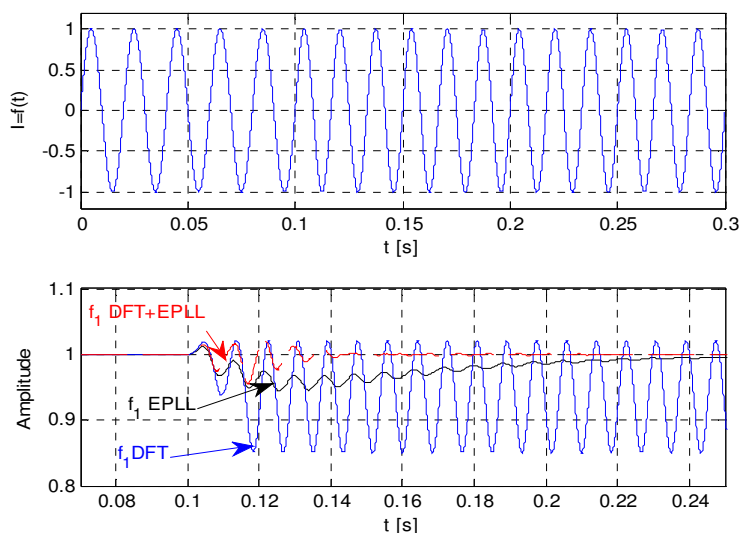
Drugi test signal predstavljen sa jednačinama (4.26) i (4.27) ima konstantnu amplitudu, ali naglu promenu učestanosti:

$$x_1(t) = A_1 \sin(\omega_1(t)t) \quad (4.26)$$

$$\omega_1(t) = \begin{cases} 2 \cdot \pi \cdot 50 & t \leq 100ms \\ 2 \cdot \pi \cdot 60 & t > 100ms \end{cases} \quad (4.27)$$

$$A_1 = 1$$

Sl. 4.5 pokazuje rezultate drugog testa. Na gornjem dijagramu je prikaz test signal. Na donjem su date amplitudne izračunate sa sve tri metode. Kao što je poznato DFT se ne može koristiti u slučajevima kada se učestanost sistema menja i zbog toga je rezultat tog metoda netačan. Druga dva metoda, EPLL i hibridni, dostižu ustaljeno stanje nakon određenog vremena.



Slika 4.5. - Amplitda osnovnog harmonica u slučaju promene osnovne učestanosti sistema

Kriterijumska funkcija  $J$ , koja je predložena da bi se metode uporedile, definisana je sa sledećom jednačinom:

$$J = \sum_n |A[i] - a[i]| \quad (4.28)$$

gde su  $A[i]$  i  $a[i]$  poznate i izračunate amplitude test signala u vremenskom trenutku  $i$ , dok indeks  $n$  predstavlja broj odbiraka koji je uzet za izračunavanje. U stvari, kriterijumska funkcija  $J$  pokazuje koliko je veliko odstupanje izračunatog signala od stvarne vrednosti. Rezulati su predstavljeni u tabeli 1. Očegledno je da kriterijumska funkcija za hibridni metod ima najmanju vrednost ako se posmatraju uslovi kada se menjaju amplituda i učestanost sistema.

TABELA. 1. – VREDNOSTI KRITERIJUMSKE FUNKCIJE ZA POREĐENJE RAZLIČITIH METODA

	<b>J – DFT</b>	<b>J – EPLL</b>	<b>J – DFT&amp;EPLL</b>
Promena amplitude	5.5724	8.5	5.7757
Promena čestanosti	27.9446	2.0051	0.1918

Hibridni metod je nasledio osobinu DFT metoda da ima brz odziv ako je učestanost sistema konstantna a osobinu EPLL metoda da ostane sinhronizovan sa učestanošću sistema kada dođe do njenih varijacija.

#### 4.4 Komparativni Eksperimentalni rezultati

Eksperimentalni rezultati su urađeni na uređaju energetske elektronike čija je namena korekcija kvaliteta električne energije (UPQS) odnosno napona i struje potrošača [24]-[28]. Uređaj je realizovan kao monofazni prototip, sl. 4.6.

UPQS pretvarač realizovan je kao tri monofazna polumostna invertora sa srednjom tačkom. Kao prekidač je iskorišćen MOSFET, proizvođača International Rectifier – IR730. Slabe karakteristike antiparalelne diode ovog MOSFET-a (veliko vreme oporavka) su uslovile da nominalni mrežni parametri sistema budu  $U_n=60V$ ,  $I_n=1A$ . Mrežni napon je snižen pomoću odvojnog regulacionog transformatora.

Merenje napona ostvareno je korišćenjem naponskih Holovih sondi proizvođača LEM -LV100. Za merenje struja su iskorišćene strujne Holove sonde istog proizvođača – LA25-NP. U cilju adekvatnog pojačanja i eliminacije uticaja šuma na rezultate merenja u realnom vremenu, iskorišćeni su operacioni pojačavači LM324 sa RC filtrima čije su vremenske konstante  $\tau=47\mu s$  za naponska merenja i  $\tau=15.51\mu s$  za strujna merenja.

Celokupan merno-upravljački algoritam izveden je korišćenjem razvojnog sistema proizvođača “Analog Devices” namenjenog razvoju industrijskih aplikacija korišćenjem digitalnih signalnih procesora – ADMC 401 DSP Motor Control Development Tool Kit. Osnovni hardverski delovi navedenog sistema su:

- Procesorska ploča na bazi ADMC 401 DSP-a (*ADMC 401 Processor Board*)
- Priključni panel razvojnog sistema (*ADMC 401 Connector Board*)

Softverski deo sastoji se iz:

- *Asembler-a*, *Linker-a* i *Preprocesora*
- *Motion Control Debugger-a* namenjenog lakšoj eliminaciji grešaka

Osnovne karakteristike ADMC 401 procesora su:

- 26 MIPS, računanje sa fiksnom decimalnom tačkom

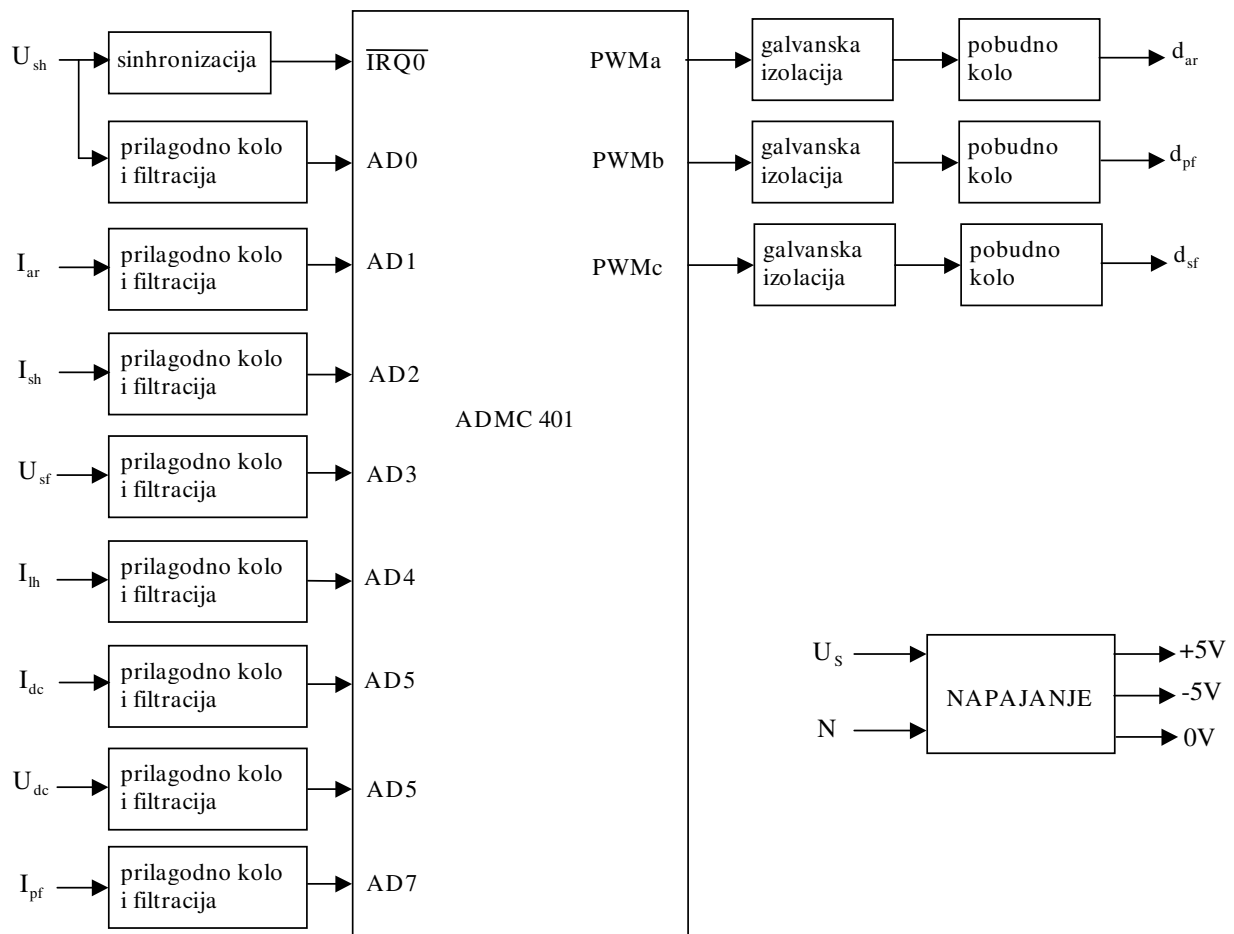
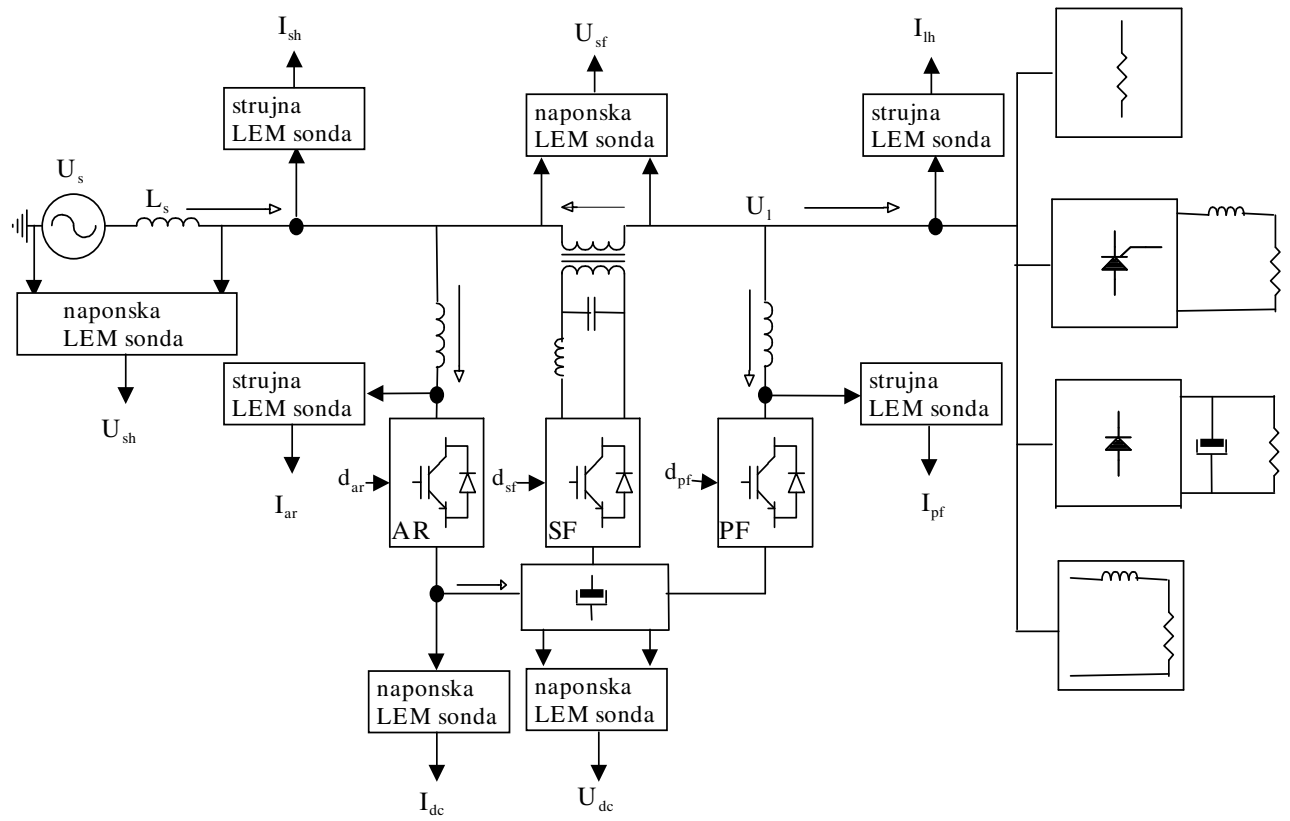
- 2k X 24 bitne interne RAM programske memorije
- 2k X 24 bitne interne ROM programske memorije
- 1k X 16 bitne interne RAM DATA memorije
- 8-ulazni, 12-bitni fleš A/D konvertor
- Trofazni 16-bitni PWM generator sa centriranim PWM-om i nezavisnim programiranjem faktora ispunje
- Dva dodatna 8-bitna PWM izlaza
- Interfejs za inkrementalni enkoder
- 12 digitalnih ulazno/izlaznih linija
- Dvokanalni tajmer
- Dva serijska porta
- 16-bitni *watchdog* tajmer
- Tajmer opšte namene

Korišćenje priključnog panela omogućava:

- Olakšan pristup resursima DSP-a
- 8-kanalni 12-bitni serijski D/A konvertor (AD7568) vezan na serijski port 0 (SPORT0) ADMC401
- Diferencijalni linijski prijemnik (DS26LS32) za enkoderske signale

U cilju verifikacije sistema u različitim uslovima rada, iskorišćeni su različiti tipovi linearnih i nelinearnih potrošača.

Na levoj strani je izvor napajanja koji se može podešavati. Paralelni aktivni filter se koristi da kompenzuje harmonike struje i da odgovarajući faktor opterećenja ( $\cos\phi$ ). Aktivni ispravljač se koristi za transfer snage između izvora napajanja i međukola, kao i za kontrolu napona međukola prilikom korekcije faktora opterećenja. Moguće je priključiti različite tipove potrošača (tiristor sa induktivnim opterećenjem, diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem kao i naponski regulator). Mereni su: struja opterećenja  $I_L$ , struja aktivnog filtra  $I_{PF}$ , struja sistema  $I_S$  i napon sistema  $U_S$ . Merenje i analiza harmonika su urađeni na dSpace sistemu, direktnom implementacijom u MATLAB/Simulink okruženju. Učestanost odabiranja je izabrana da bude 10kHz. Prototip sistema koji korišćen za testove i analize je predstavljen u radovima [24]-[28].



Slika 4.6. - Blok dijagram energetske i merno-upravljačkog sistema

Tri različita testa su urađena u laboratoriji u cilju poređenja metoda za harmonijsku analizu:

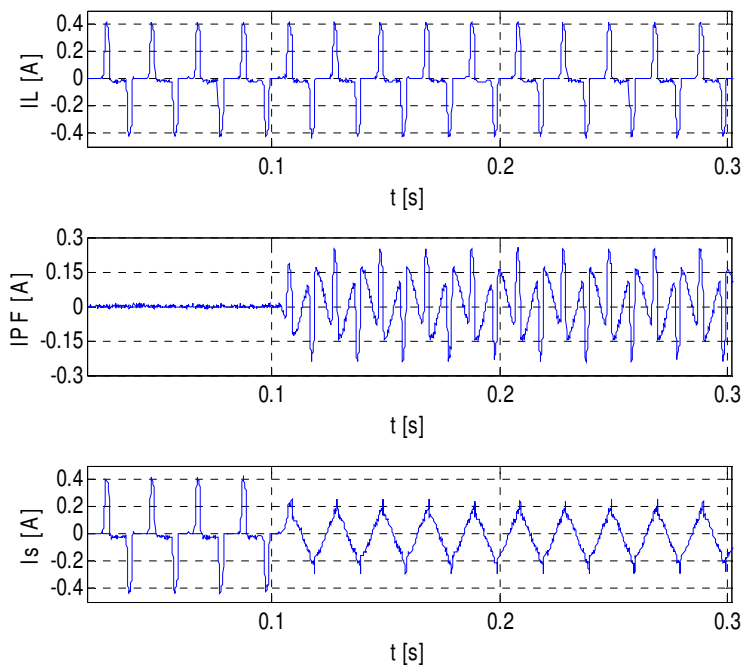
Test 1: Potrošač je diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem

Test 2: Potrošač je diodni ispravljač sa induktivnim opterećenjem

Test 3: Potrošač je naponski regulator (AC/AC pretvarač)

#### 4.4.1 Test 1: Potrošač je diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem

Rezultati prvog testa pokazani su na sl. 4.7 koja pokazuje struje sistema u slučaju kada je potrošač diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem i konstantnom učestanošću sistema. Gornji dijagram pokazuje ulaznu struju diodnog ispravljača ( $I_L$ ), srednji dijagram struju paralelnog filtra ( $I_{pf}$ ), dok donji dijagram pokazuje struju sistema ( $I_S$ ) pre ( $t < 0.1s$ ) i posle ( $0.1s < t < 0.3s$ ) uključenja paralelnog filtera.

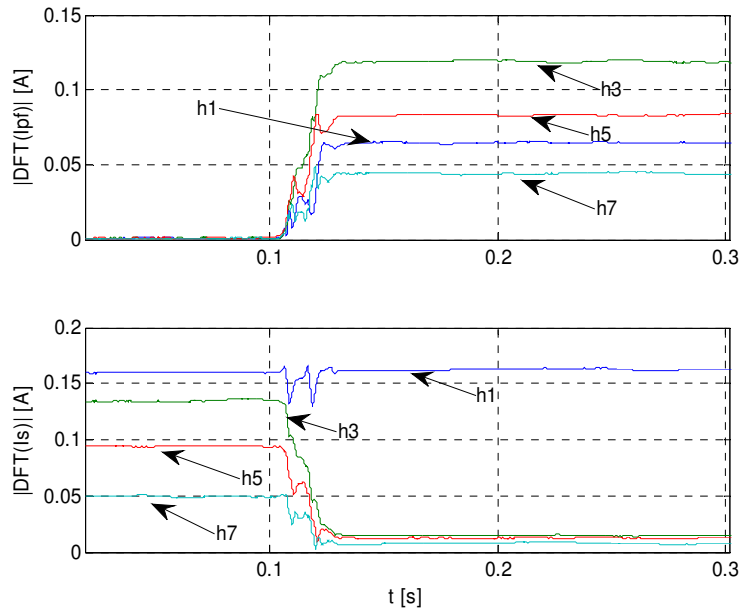


Slika 4.7. - Struje sistema kada je potrošač diodni ispravljač sa kapacitivnim opterećenjem

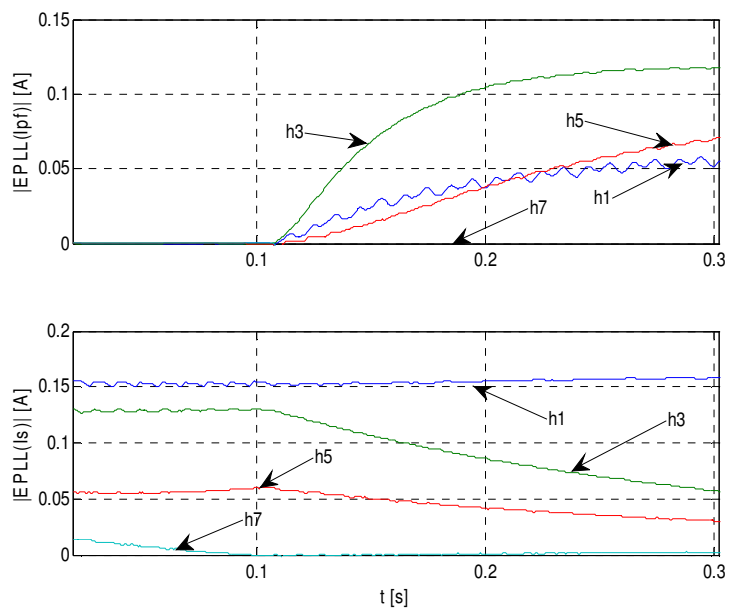
Sl. 4.8 pokazuje rezultate DFT analize izmerenih struja sa sl. 4.7, gde je  $h_1$  osnovni harmonik,  $h_3$  je treći,  $h_5$  je peti, dok je  $h_7$  sedmi harmonik. Harmonici struje sistema  $I_S$  u ustaljenom stanju se mogu videti pre i posle uključenja aktivnog paralelnog filtera. Tranzijent je veoma brz, ustaljeno stanje je dostignuto u toku jedne periode osnovnog harmonika, kao što je i odziv harmonijske analize DFT metoda. Sve metode daju tačne rezultate u ustaljenom stanju. Odziv harmonika struje paralelnog filtera korišćenjem EPLL metoda pokazan na sl. 4.9 i dosta je spor. Kao što je spomenuto, EPLL metod tačno prati harmonike, ali je dinamički



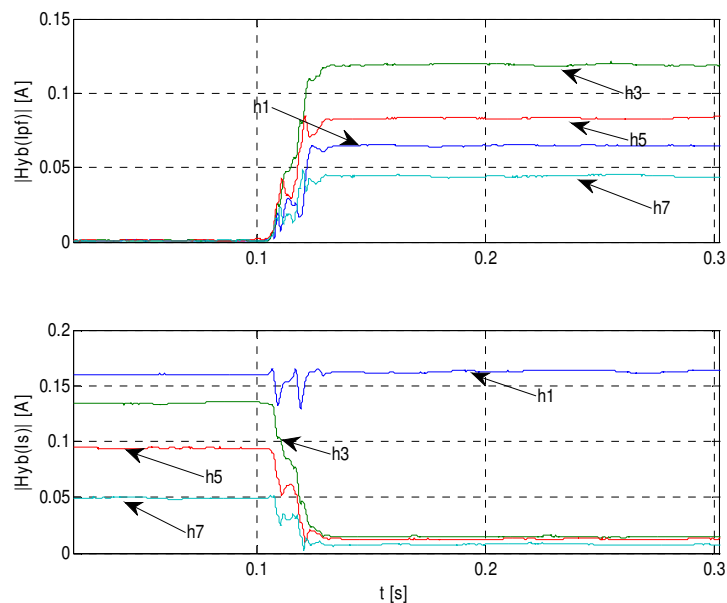
odziv mnogo sporiji kada se poredi sa DFT-om i hibridnim metodom što je prikazano na sl. 4.10. Odziv hibridnog metoda, je ako ne isti, onda sličan DFT metodi. Učestanost se nije promenila, tako da EPLL nije detektovao bilo kakvu promenu učestanosti koja bi onda bila signalizovana DFT bloku.



Slika 4.8. - DFT analiza struja sa sl. 4.7.



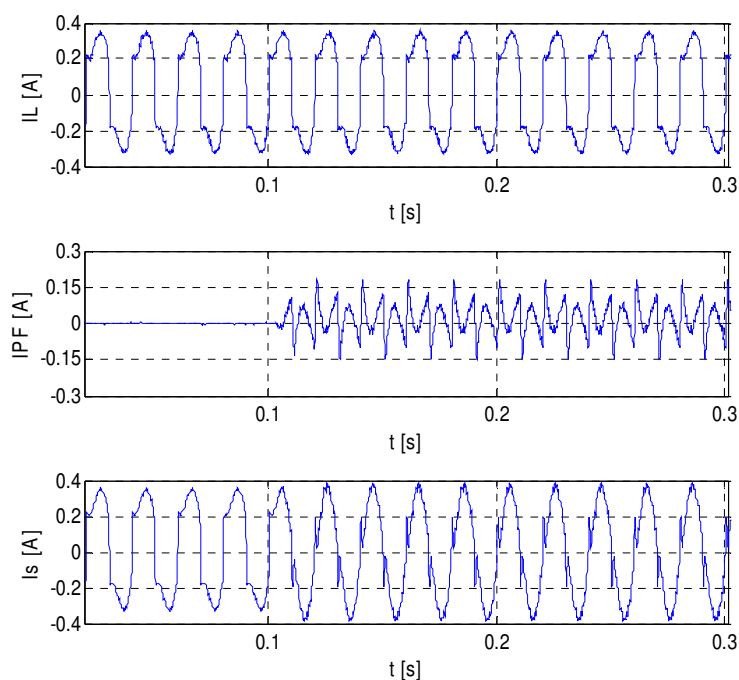
Slika 4.9. - EPLL analiza struja sa sl.4.7.



Slika 4.10. - Analiza hibridnom metodom struja sa sl. 4.7.

#### 4.4.2 Test 2: Potrošač je diodni ispravljač sa induktivnim opterećenjem

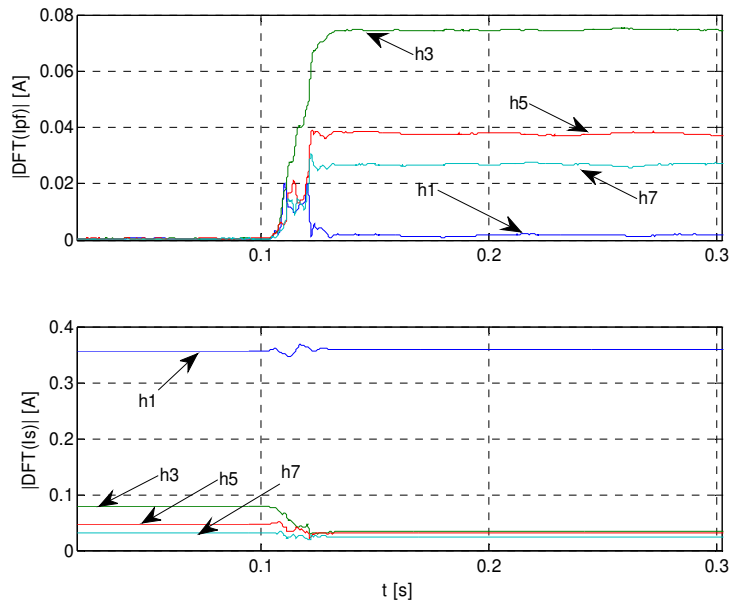
Slično testu prikazanom na sl. 4.7, sl. 4.11 prikazuje talasne oblike struja drugog testa kada je potrošač diodni ispravljač sa induktivnim opterećenjem i kada je učestanost sistema takođe konstantna.



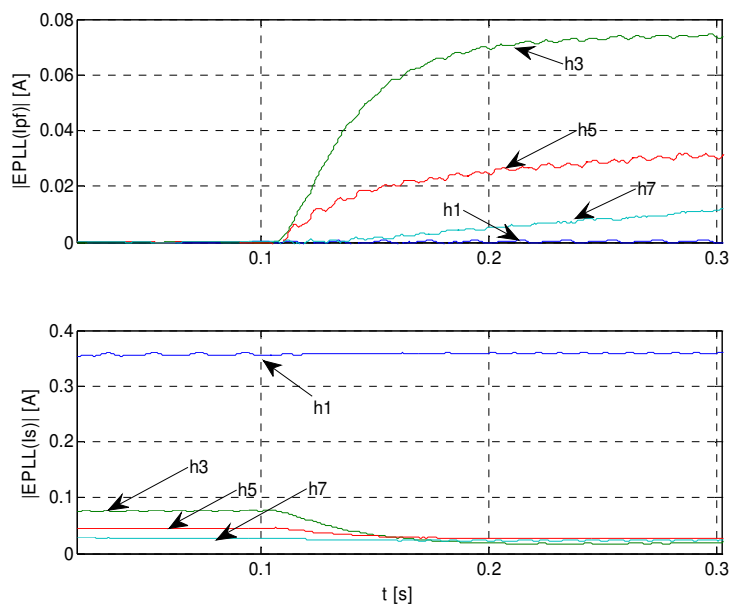
Slika 4.11. - Struje sistema kada je potrošač diodni ispravljač sa induktivnim opterećenjem

Harmonici struje sistema  $I_s$  dobijeni DFT metodom pre i posle uključenja paralelnog filtera se mogu videti na sl. 4.12. U ustaljenom stanju, sve metode daju tačne rezultate.

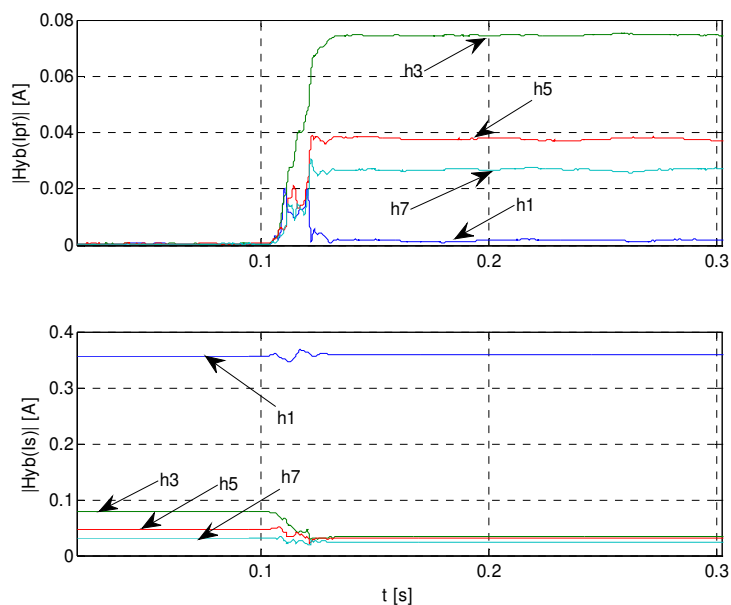
Rezultati analize hibridnom metodom su dati na sl. 4.14 i pokazuju ponovo, slično prvom testu, mnogo brži odziv kada se rezultati porede sa rezultatima dobijenim sa EPPL metodom i koji su pokazani na sl. 4.13.



Slika 4.12. - DFT analiza struja sa sl. 4.11.



Slika 4.13. - EPPL analiza struja sa sl. 4.11.

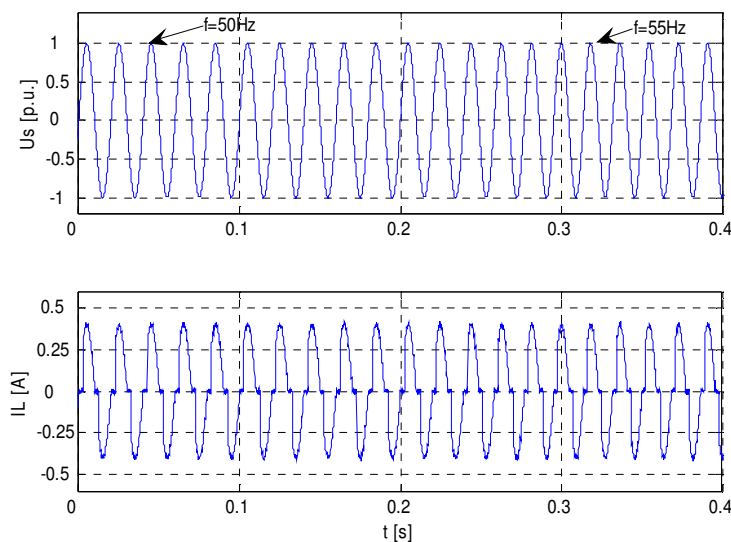


Slika 4.14. - Analiza hibridnim metodom struja sa sl. 4.11.

#### 4.4.3 Test 3: Potrošač je naponski regulator (AC/AC pretvarač)

U trećem testu opterećenje je naponski regulator (AC/AC pretvarač sa trijacom ili sa antiparalelnim tiristorima) i običan omski potrošač (otpornik). Struje naponskog regulatora i napona napajanja su prikazane na sl. 4.15 na gornjem i donjem dijagramu.

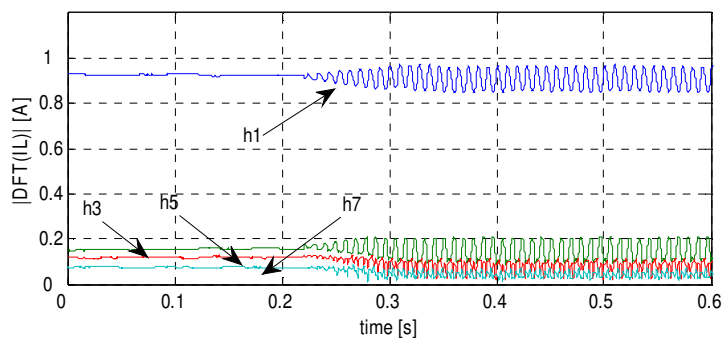
Učestanost napona napajanja je lagano povećana sa  $f_s=50\text{Hz}$  na  $f_s=55\text{Hz}$  nakon 0.2s. Svrha ovog testa je da se *on-line* metode uporede u slučaju da u sistemu dođe do varijacije učestanosti.



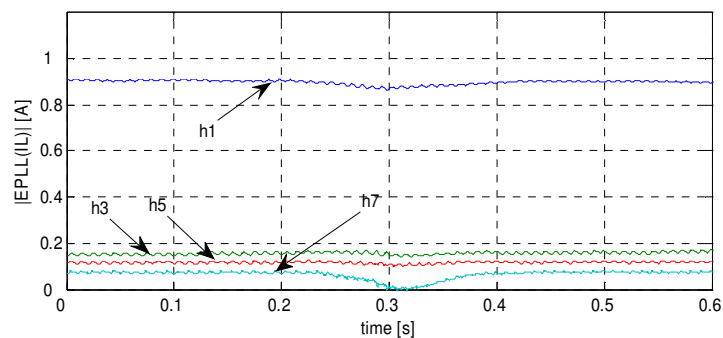
Slika 4.15. – Napon napajanja i struja opterećenja u slučaju naponskog regulatora

Analiza DFT metodom je data na sl. 4.16. Kao što je poznato, u slučaju varijacije osnovne učestanosti sistema DFT metod ne daje tačne rezultate. EPLL metod tačno prati

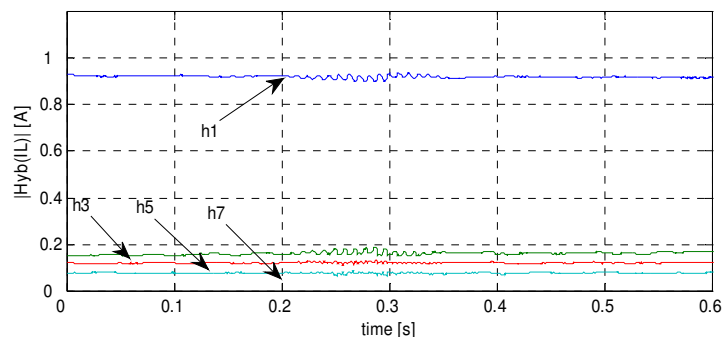
laganu promenu učestanosti. EPLL je sinhronizovan sa osnovnom učestanošću sistema, dok amplitudni odziv konvergira tačnoj vrednosti u ustaljenom stanju, kao što se i može videti na sl. 4.17. Hibridni metod je takođe brz i stabilan (dostiže tačnu vrednost u ustaljenom stanju) pošto je EPLL blok izračunao tačnu vrednost učestanosti i sinhronizovao DFT blok sa novim ustaljenim stanjem sl. 4.18. U slučajevima kada se DFT metod ne može koristiti za harmonijsku analizu, učestanost sistema nije konstantna. Hibridni metod, iako je baziran na DFT metodu, je moguće koristiti i u tim slučajevima zbog sinhronizacije koju omogućava EPLL.



Slika 4.16. - DFT analiza struje sa sl. 4.15



Slika 4.17. - EPLL analiza struje sa sl. 4.15



Slika 18. – Analiza hibridnim metodom struje sa sl. 4.15

## 4.5 Zaključak

U ovom poglavlju su poređene različite metode za *on-line* analizu harmonika su upoređene i analizirane u cilju nalaženja najboljeg rešenja kada je u pitanju analiza kvaliteta električne energije. DFT i PLL metode su implementirane i testirane u aplikaciji realnog vremena. DFT metod je najčešće korišćeni metod koji daje tačne informacije o harmonicima u ustaljenom stanju. EPLL metod daje još bolje rezultate ako osnovna učestanost sistema nije konstantna. Obema metodama, koje su predstavljene u ovom radu, je potrebna jedna računarska jedinica odnosno blok za izračunavanje jednog harmonika tako da se može pratiti samo određeni broj harmonika.

U cilju prevazilaženja nedostataka DFT i EPLL metoda u analizi kvaliteta električne energije, u ovom poglavlju je predložen i implementiran novi metod koji je u principu hibridni metod prethodna dva. Takođe su paralelno su testirana i izvorna dva metoda da bi se ustanovile prednosti predloženog metoda. Hibridni metod treba dodatnu računarsku jedinicu u poređenju sa izvornim metodama. To je jedna računarska jedinica EPPL-a koja se koristi za estimaciju osnovne učestanosti sistema. Dajući veoma slične rezultate kao i DFT and EPPL u stacionarnom režimu rada, hibridni metod daje bolje rezultate od izvornih metoda u nestacionarnim režimima rada, kao i u slučajevima kada se osnovna učestanost sistema menja. Iako zahteva više izračunavanja nego izvorne metode u *on-line* analizi harmonika, hibridni metod pokazuje prednosti u analizi vremenski promenljivih napona i struja.

## 4.6 Spisak literature referencirane u četvrtom poglavlju

- [1] D. Sabin, A. Sundaram, *Quality Enhances Reliability*, IEEE Spectrum, vol.33, no.2, Feb.1996, pp.34-41.
- [2] V. Maier, S.G. Pavel, C.D. Maier, I. Birou, *Correct Application of the Discrete Fourier Transform in Harmonics*, Advances in Electrical and Computer Engineering, Volume 8, Number 1, Year 2008, pp. 26 – 30.
- [3] S. Haykin, A.H. Sayed, J.R. Zeidler, P. Yee, P.C. Wei, *Adaptive Tracking of Linear Time-Variant Systems by Extended RLS Algorithms*, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 45, no. 5, May 1997, pp. 1118-1128.
- [4] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, A. Bakhshai, *Processing of Harmonics Using an Adaptive Notch Filter*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 25, no. 2, Apr. 2010, pp. 534–542.
- [5] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, M. Mojiri, *A Real-Time Extraction of Harmonic and Reactive Current in a Nonlinear Load for Grid-Connected Converters*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, June 2009, pp. 2185-2189.
- [6] G.W. Chang, C.I. Chen, Y.F. Teng, *Radial-Basis-Function-Based Neural Network for Harmonic Detection*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no. 6, June 2010, pp.2171-2179.
- [7] H.C. Lin, *Intelligent neural network-based fast power system harmonic detection*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, Feb. 2007, pp. 43–52.

- [8] J. Mazumdar, R.G. Harley, *Recurrent neural networks trained with back propagation through time algorithm to estimate nonlinear load harmonic currents*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 9, Sep. 2008, pp. 3484-3491.
- [9] Z. Leonowicz, T. Lobos, J. Rezmer, *Advanced Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Electronics*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 3, June 2003, pp.514-519.
- [10] G.W. Chang, C. Chen, Q.-W. Liang, *A Two-Stage ADALINE for Harmonics and Interharmonics Measurement*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, June 2009, pp. 2220-2228.
- [11] A. Van den Enden and N. Verhoeckx, *Discrete-Time Signal Processing*, New York: Prentice-Hall, 1989.
- [12] V.A. Katic, *Computer based harmonic measurement systems: Discussion and a realization*, in Proc. IEEE Int. Conf. Harmonics in Power Systems— ICHPS V, Atlanta, GA, Sept. 1992, pp. 16–22.
- [13] M. Karimi-Ghartemani and M.R. Iravani, *A Nonlinear Adaptive Filter for Online Signal Analysis in Power Systems: Applications*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 17, no. 2, Apr. 2002, pp. 617–622.
- [14] A.K. Ziarani and A. Konrad, *A method of extraction of non-stationary sinusoids*, Signal Processing, vol. 84, no. 8, 2004, pp. 1323–1346.
- [15] M. Karimi-Ghartemani and M.R. Iravani, *Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 20, no. 1, Jan. 2005, pp. 23–31.
- [16] M. Karimi-Ghartemani and A.K. Ziarani, *Performance characterization of a nonlinear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop*, Int. Journal on Adaptive Control Signal Processing, vol. 18, 2004, pp. 23–53.
- [17] M. Karimi-Ghartemani and A.K. Ziarani, *A nonlinear time-frequency analysis method*, IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 6, Jun. 2004, pp. 1585–1595.
- [18] D.M. McNamara, A.K. Ziarani, T.H. Ortmeier, *A New Technique of Measurement of Non-stationary Harmonics*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 22, no. 1, Jan 2007, pp.387-395.
- [19] A.A. Girgis, W.B. Chang and E.B. Makram, *A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 6, pp. 1153-1991.
- [20] F.D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, P. Fernandez-Comesana, C. Martinez-Penalver, *A Signal-Processing Adaptive Algorithm for Selective Current Harmonic Cancellation in Active Power Filters*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, August 2009, pp.2829-2840.
- [21] E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, F. Cupertino, *Real-Time Estimation of Fundamental Frequency and Harmonics for Active Shunt Power Filters in Aircraft Electrical Systems*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, August 2009, pp. 2875-2884.
- [22] V.A. Katic, J.M. Knezevic, and D. Graovac, *Application-oriented comparison of the methods for AC/DC converter harmonics analysis*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 6, Dec. 2003, pp. 1100–1108.
- [23] J.Z Yang, C.S. Yu, and C.W. Liu, *A New Method for Power Signal Harmonic Analysis*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 20, no. 2, April 2005, pp.1235-1239.
- [24] D. Graovac, V.A. Katic, A. Rufer, *Power Quality Compensation Using Universal Power Quality Conditioning System*, IEEE Power Engineering Review, vol.20, no.12, Dec.2000, pp.58-60.
- [25] D. Graovac, V.A. Katic, A. Rufer, *Power Quality Problems Compensation With Universal Power Quality Conditioning System*, IEEE Trans. on Power Delivery, vol.22, no.2, April 2007, pp.968-976.

- [26] D. Graovac, V. Katić, A. Rufer, J. Knežević, *Unified Power Quality Conditioner Based On Current Source Converter Topology*, 9th European Conference on Power Electronics and Applications – EPE 2001, Graz (Austria), 27-29. Aug. 2001, PP01147,
- [27] D. Graovac, V. Katić, A. Rufer, J. Knežević, *Unified Power Quality Conditioner Based on Current Source Converter Topology*, 11th International Symposium on Power Electronics – Ee 2001, Novi Sad (YU), 31. Oct. – 2. Nov.2001, ISBN 86-80249-43-2, pp.79-84.
- [28] D. Graovac, V. Katić, A. Rufer, J. Knežević, *DSP Based Control of Universal Power Quality Conditioning System*, 11th International Symposium on Power Electronics – Ee 2001, Novi Sad (YU), 31. Oct. – 2. Nov.2001, ISBN 86-80249-43-2, pp.85-88



## **5 Novi metod za analizu harmonika sa promenljivom amplitudom i učestanošću**

Važnost održavanja kvaliteta električne energije na visokom nivou je već više puta spomenuta u prethodnim poglavljima ali i u literaturi [1]. Problemi koji nastaju u elektroenergetskim sistemima kao što su harmonici, interhamonici, flikeri, propadi i prenaponi,... u idealnom slučaju treba da budu eliminisani ili bar umanjeni. Da bi uređaji koji imaju namenu da poprave kvalitet električne energije što preciznije obavili taj zadatak, potrebno je naravno razviti što precizniju i što bržu alatku za analizu kvaliteta električne energije [2].

FT je već više puta spominjana, ali zbog njenih poznatih problema ona nije pogodna za signale koji su vremenski promenljivi [1], [3]-[5]. U prethodnom poglavlju je predstavljen hibridni metod kojim je pokušano da se FT sinhronizuje sa promenljivom učestanošću sistema. Takva sinhronizacija je moguća ali samo ako signal sadrži osnovni i više harmonike čije učestanosti su celobrojni umnožak učestanosti osnovnog harmonika. U slučaju signala kod kojih se pojavljuju interhamonici FT jednostavno ne daje tačne rezultate!

Metode za preciznu analizu harmonika i interharmonika bazirani na metodi opadajućeg gradijenta (GDM) su predstavljeni u [6]-[12]. Jedna grupa tih metoda je bazirana na EPLL-u [6]-[10], koji tačno estimira parametre određenog harmonika: amplitudu,

učestanost kao i fazni pomak. Drugi su bazirani na ANF. Dobijanje određenog harmonika je pojednostavljeno estimacijom samo jednog parametra, učestanošti. Svi ti metodi trebaju jednu računarsku jedinicu, odnosno blok za estimaciju jednog harmonika, odnosno interharmonika. Te metode tačno prate promene određenog harmonika u ulaznom signalu, ali kao što je poznato, one imaju slabiji dinamički odziv kada se porede sa DFT metodom i Kalman filterom. Rekurzivni ANF je predložen u cilju poboljšanja konvergencije [13]-[15].

Metode bazirane na KF-u su istraživane duže od dve decenije [16]-[25]. Metodama baziranim na KF-u je potreban tačan model sistema i šuma (kako sistemskog tako i mernog). Kompleksni KF je analiziran u [18], [19], [23] i realni [20]-[22]. Za nelinearne sisteme je korišćen prošireni KF. U radu [24] je istaknut problem nelinearnosti i predloženo je korišćenje hibridnog KF-a. Jedan kompleksni KF je potreban da bi se pratila osnovna učestanost sistema dok drugi KF estimira harmonike. Na taj način je prevaziđen problem nelinearnosti sistema. Metod može tačno da prati promene u učestanosti sistema i brze promene amplituda harmonika čija je učestanost celobrojni umnožak osnovne učestanosti ali nije u mogućnosti da prati interharmonike. Sličan metod je predstavljan u [25]; kombinovanje LS metode za estimaciju učestanosti i KF za estimaciju prvog harmonika u ulaznom signalu.

U ovom poglavlju je predstavljen novi metod za estimaciju harmonika i interharmonika [5]. Metod je baziran na modelu pojasnog filtra i EKF t.j. metod koristi diskretni pojasni filter za modelovanje harmonijskih komponenti u ulaznom signalu, dok se EKF koristi kao adaptivni mehanizam. ANKF je preuzeo osobinu ANF-a da može adaptivno da prati promene učestanosti i osobinu EKF-a da ima bolji dinamički odziv.

Nekoliko simulacionih testova je urađeno u cilju poređenja ANKF i drugih ANF. ANKF pokazuje svoje prednosti, a to je bolji tranzijenti odziv, on međutim kao i svaki metod baziran na KF-u zahteva mnogo veću računarsku snagu procesora.

Metod je implementiran na modernom procesoru za digitalnu obradu signala i testiran sa nekoliko naponski izobličenih signala koji su bogati harmonicima. Predstavljeni su najvažniji rezultati.

## 5.1 Metod za identifikaciju harmonika

U elektroenergetskom sistemu signal posmatran u vremenskom trenutku  $k$  se može predstaviti kao suma  $M$  sinusoida i belog šuma [18]:

$$x[k] = \sum_{i=1}^M A_i \sin(\omega_i k + \varphi_i) + v[k] \quad (5.1)$$

gde su  $A_i$ ,  $\omega_i$  i  $\varphi_i$  amplituda, učestanost i fazni pomeraj određenog harmonika.  $v_k$  je Gausov beli šum sa nultom srednjom vrednošću i varijansom  $\sigma_v^2$ .

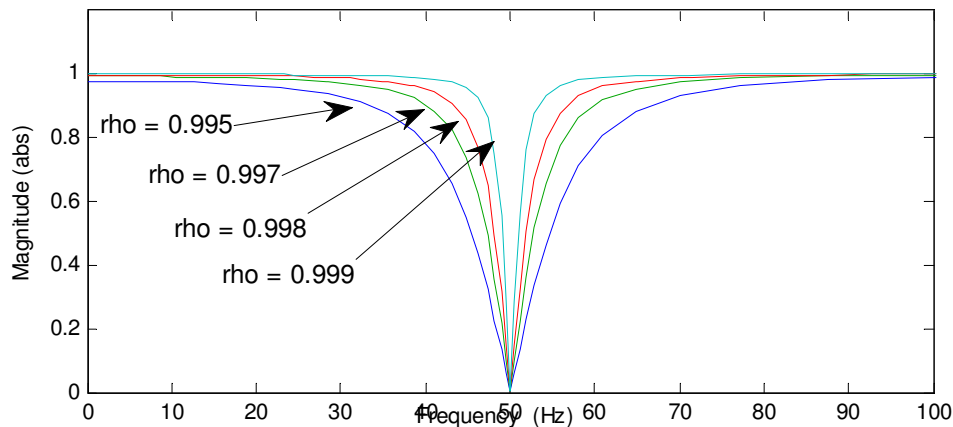
Pretpostavimo da posmatrani signal ima samo jednu sinusoidalnu komponentu. Diskretni pojasni filter NF sa beskonačnim impulsnim odzivom (*infinite impulse response IIR*) se može iskoristiti za filtriranje takvog signala. Prenosna funkcija takvog filtera [15]:

$$H(z) = \frac{1 + az^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho az^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (5.2)$$

gde je  $\rho$  parametar koji kontroliše propusni opseg filtera, i ima vrednosti između 0 i 1, dok je  $a$  parameter filtera koji se određuje kao:

$$a = -2 \cos \omega_0 \quad (5.3)$$

gde je  $\omega_0$  je relativna učestanost propusnog opsega filtra. Amplitudna karakteristika filtera se može videti na sl. 5.1. Centralna učestanost je izabrana da bude 50Hz, dok je širina propusnog opsega data za više različitih vrednosti parametra  $\rho$ .



Slika 5.1. – Amplitudna karakteristika NF-a

Ako ulazni signala ima promenljivu učestanost, potrebno je dodati adaptivni algoritam za parametar  $a$ . Adaptivni algoritam baziran na GDM je predstavljen u [6]-[12]. Da bi se primenio KF, razvijen je NF u diskretnoj formi jednačina stanja [26]:

$$\begin{bmatrix} x_1[k+1] \\ x_2[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\rho^2 & -\rho a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u[k] \quad (5.4)$$

$$y[k] = \begin{bmatrix} (1-\rho^2) & a(1-\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + u[k] \quad (5.5)$$

gde su  $x_1$  i  $x_2$  interne promenljive vektora stanja NF-a.

U [26] i [27] je predstavljen redukovani model KF-a sa samo jednom varijablom stanja. U ovom radu je parametar  $a$ , koji određuje učestanost NF-a, definisan kao treća varijabla stanja. Predloženi model i odgovarajuća jednačina merenja su:

$$\begin{bmatrix} x_1[k+1] \\ x_2[k+1] \\ a[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\rho^2 & -\rho \cdot a[k] & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \\ a[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u[k] \quad (5.6)$$

$$y[k] = \begin{bmatrix} (1-\rho^2) & a[k] \cdot (1-\rho) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \\ a[k] \end{bmatrix} + u[k] \quad (5.7)$$

Model jednačina stanja predstavljen jednačinama (5.4) i (5.5) je linearan. Međutim, uvođenjem treće promenljive stanja, model (5.6) i (5.7) postaje nelinearan. Model jednačina stanja pogodan za EKF metode je definisan sledećim jednačinama:

$$x[k+1] = f(x[k]) + B \cdot u[k] + w_k \quad (5.8)$$

$$y_1[k] = h(x[k]) + v_k \quad (5.9)$$

gde su:

$$x[k] = [x_1[k] \quad x_2[k] \quad x_3[k]]^T \quad (5.10)$$

$$B = [0 \quad 1 \quad 0]^T \quad (5.11)$$

$$f(x[k]) = [x_2[k] \quad -\rho^2 x_1[k] - \rho x_2[k] x_3[k] \quad x_3[k]]^T \quad (5.12)$$

$$h(x[k]) = (\rho^2 - 1)x_1[k] + (\rho - 1)x_2[k]x_3[k] \quad (5.13)$$

gde su  $x_1$  i  $x_2$  interne promenljive stanja NF-a kao i u (5.4) i (5.5),  $x_3$  predstavlja promenljivi parametar ali je ovde promenljiva stanja koja definiše učestanost harmonika koji se estimira.  $w_k$  i  $v_k$  predstavljaju greške modela i merenja sa odgovarajućim kovarijansama  $Q_k$  i  $R_k$ , za koje je pretpostavljeno da su dijagonalne sa konstantnim elementima [22]. Potrebno je napomenuti da je signal  $y_1$  u (5.9) dobijen oduzimanjem izlaza NF-a od ulaznog signala.

Rekurzivni algoritam EKF-a je podeljen u dva dela: „vremensko podešavanje“ i „podešavanje prema rezultatima merenja“:

Vremensko podešavanje:

$$\hat{x}^- [k+1] = f(\hat{x}[k]) + B \cdot u[k] \quad (5.14)$$

$$P^- [k+1] = F[k]P[k]F^T [k] + Q[k] \quad (5.15)$$

Podešavanje prema rezultatima merenja:

$$K[k] = P^- [k]H^T [k](H[k]P^- [k]H^T [k] + R[k])^{-1} \quad (5.16)$$

$$\hat{x}[k] = \hat{x}^-[k] + K[k](u[k] - h(\hat{x}^-[k])) \quad (5.17)$$

$$P[k] = (I - K[k]H[k])P^-[k] \quad (5.18)$$

gde su:

$$F[k] = \frac{\partial f(x[k])}{\partial x[k]} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\rho^2 & -\rho x_3[k] & -\rho x_2[k] \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

$$H[k] = \frac{\partial h(x[k])}{\partial x[k]} = \begin{bmatrix} \rho^2 - 1 & (\rho - 1)x_3[k] & (\rho - 1)x_2[k] \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Predstavljeni model ANKF-a estimira samo jedan harmonik ili interharmonik i daje dobre rezultate samo ako je u ulaznom signalu prisutna jedna sinusoidalna komponenta. Kao što je dobro poznato, da bi se primenio KF potrebno je tačno poznavanje sistema [3]. Da bi se izbegle eventualne greške, potrebno je poznavati tačan broj harmonijskih komponenti ulaznog signala. To se može uraditi nekim drugim tehnikama, na primer ograničavanjem opsega pomoću niskopropusnog filtra na ulazu signala. Ako se želi pratiti više harmonijskih komponenti, predloženi model je potrebno proširiti za svaku dodatnu komponentu. Početne vrednosti harmonika, odnosno interharmonika, je potrebno podesiti da budu unutar opsega NF-a, koji je definisan sa parametrom  $\rho$ . Predstavljeni model za praćenje samo jednog harmonika je trećeg reda. Ako je potrebno pratiti  $n$  harmonika, red sistema se povećava na  $3n$ . Za takvo izračunavanje potrebno je koristiti veoma moćan procesor.

## 5.2 Komparativna simulaciona analiza

Metod koji je prezentovan u prethodnom odeljku je simuliran i upoređen sa ANF-om baziranom na GDM [11] i sa ANF-om baziranom na rekurzivnoj metodi [15]. Metode su implementirane i simulirane korišćenjem MATLAB/Simulink okruženja.

### 5.2.1 Amplitudni odziv

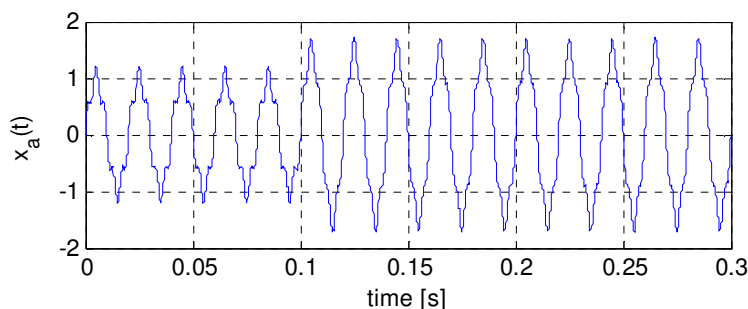
Prvi test signal je definisan sledećim jednačinama:

$$x_a(t) = A_1(t) \sin(\omega_1 t) + 0.2 \sin(\omega_5 t) + v(t) \quad (5.21)$$

$$A_1(t) = \begin{cases} 1 & t \leq 100ms \\ 1.5 & t > 100ms \end{cases} \quad (5.22)$$

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot 50 \quad \omega_5 = 2 \cdot \pi \cdot 250$$

Test signal  $x_a$ , pokazan na sl. 5.2, sadrži u sebi peti signal i beli šum  $v$ , ima konstantnu učestanost, dok mu se amplitude naglo menja nakon određenog vremena. Ovakav signal se koristi da bi se proverio amplitudni odziv na odskočnu funkciju.



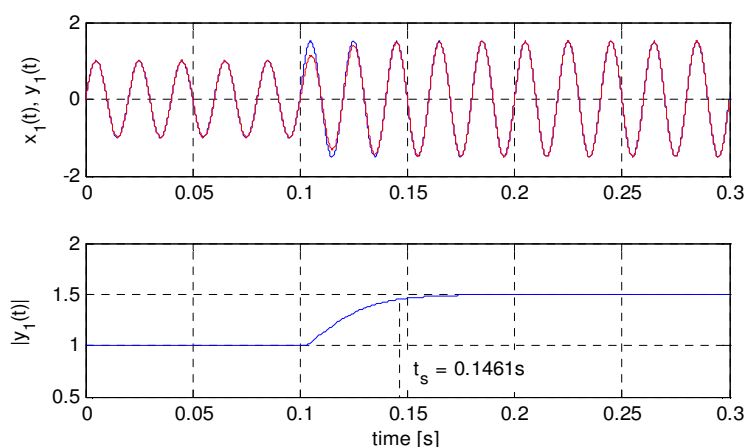
Slika 5.2. – Test signal  $x_a$

Da bi se amplitudni odzivi različitih ANF metoda mogli uporediti, definisana je kriterijumska funkcija  $J_A$ :

$$J_A = \frac{1}{N} \sum_N \frac{|A_i - a_i|}{A_i} \cdot 100 \quad (5.23)$$

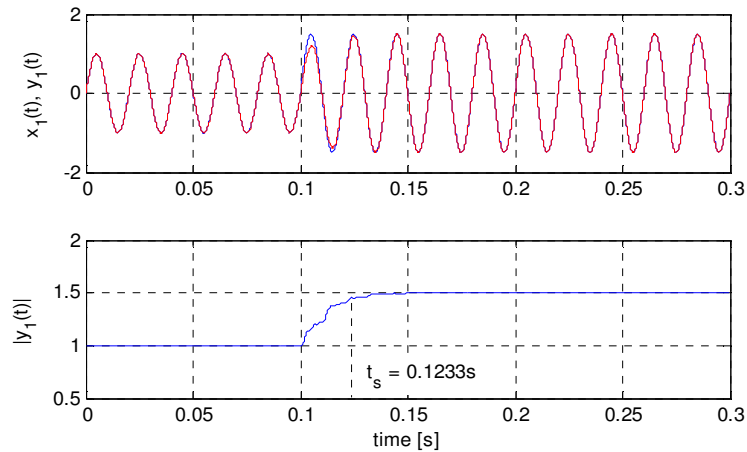
gde  $A_i$  i  $a_i$  predstavljaju referentnu vrednost (datu jednačinom (5.22)) i izračunatu vrednost amplitude osnovnog harmonika za odbirak signala  $i$ , dok  $N$  predstavlja broj odbiraka za koji se kriterijumska funkcija izračunava.

Rezultati simulacije primenom ANF metode bazirane na GSD metodi su pokazani na sl. 3. Na gornjem dijagramu se vidi prvi harmonik „očišćen“ od petog harmonika. Plava linija predstavlja prvi harmonik test signala, dok je crvena linija signal koji je izračunat. Donji dijagram pokazuje amplitudni odskočni odziv filtera. Ustaljeno stanje, kada signal dostigne vrednost amplitude od 90% i ostaje u granicama od 10%, je dostignuto nakon  $t=46.1\text{ms}$ . U cilju postizanja bržeg odziva, pojačanja filtera se mogu povećati, ali to bi onda povećalo talasnost signala u stacionarnom stanju. Da bi se dobio gladak odziv i niža talasnost u ustaljenom stanju, autori su predložili [11] da se na izlazu postavi niskopropusni filter sa graničnom učestanošću od 20Hz.



Slika 5.3. – Test signal  $x_a$  filtriran sa ANF-om baziranom GSD metodom

Rezultat simulacije ANF metodom baziranom na RML metodi signala  $x_a$  je predstavljena na sl. 5.4. Na gornjem dijagramu sa plavom i crvenom linijom predstavljeni su referentni i filtrirani signal. Amplitudni odskočni odziv je prikazan na donjem dijagramu.

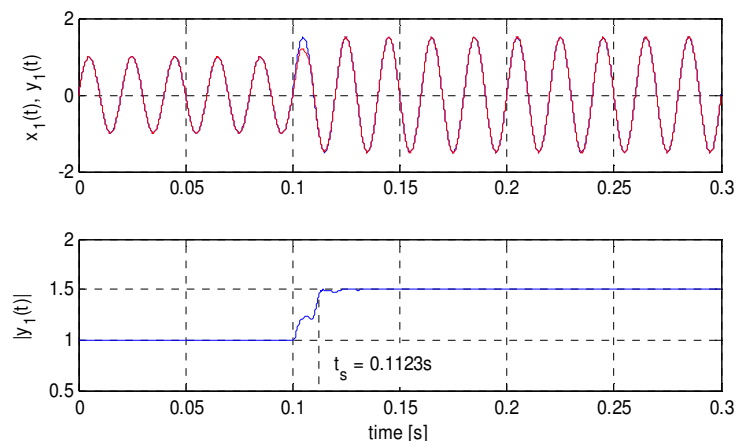


Slika 5.4. – Test signal  $x_a$  filtrira sa ANF metodom baziranom na RML metodu

Amplitudni odskočni odziv ANF metode je brži i dostiže ustaljeno stanje nakon  $t=23.3\text{ms}$ . Treba napomenuti da je amplitudni odskočni odziv ANF metode bazirane na RML metodi zavisnostan od parametra  $\rho$  koji ne može biti proizvoljno biran [15].

Rezultati simulacije predloženom metodom signala  $x_a$  pokazani su na sl. 5.5. Matrice kovarijansi se mogu takođe posmatrati kao podešavajući parametri KF-a [20], [22]. Najbolji rezultati postignuti su sa sledećim vrednostima  $R = 1$  i  $Q = \text{diag}(q, q, q)$  gde je  $q = 0.0001$ . Početne vrednosti učestanosti su poznate dok je parameter  $\rho = 0.997$ .

Kriterijumske funkcije  $J_{A1}$ ,  $J_{A2}$  and  $J_{A3}$  su izračunate za prvu, drugu i treću stotinu milisekundi, svaka i date su u tabeli 1. U stacionarnom stanju,  $J_A$  je prilično nizak, mada nešto niži sa prva dva metoda zbog toga što su oni imaju dodatne filtere. U toku prelaznog režima, najniža vrednost  $J_{A2}$  je dobijena predloženom metodom. ANKF metoda ima najbrži amplitudni odskočni odziv i dostiže ustaljeno stanje za  $t=11.23\text{ms}$ .



Slika 5.5. – Test signal  $x_a$  filtriran sa ANFK metodom

	GDM	RML	ANFK
JA1	0.0032	0.0695	0.2197
JA2	7.585	3.965	2.644
JA3	0.0161	0.0431	0.1384

Tabela 1. – Vrednosti kriterijumskih funkcija za različite metode u prvom testu

### 5.2.2 Odskočni odziv učestanosti

Drugi test signal ima jako brzu promenu učestanosti prvog harmonika (sl. 5.6) i definisan je sledećim jednačinama:

$$x_b(t) = A_1 \sin(\omega_1(t)t) + 0.2 \sin(\omega_5 t) + v(t) \quad (5.24)$$

$$\omega_1(t) = \begin{cases} 2\pi 50 & t \leq 100ms \\ 2\pi 50 \cdot 1.1 & t > 100ms \end{cases} \quad (5.25)$$

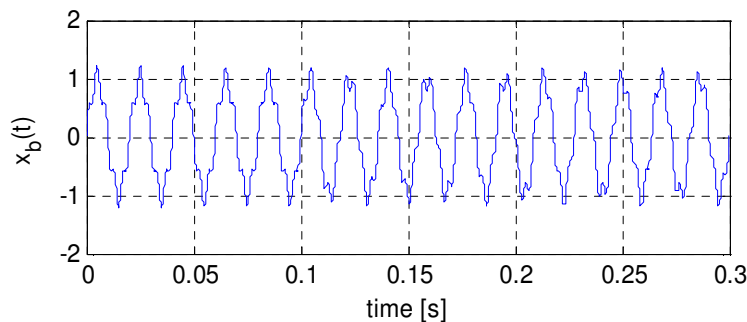
$$A_1 = 1 \quad \omega_5 = 2 \cdot \pi \cdot 250$$

Promena učestanosti u elektroenergetskim sistemima je relativno mala i spora [25], ali je ovakav signal izabran da bi se izvršilo efektivnije poređenje metoda. Zadatak je dodatno otežan dodavanjem petog harmonika.

Slično (5.23), definisana je kriterijumska funkcija  $J_F$ , da bi se različite metode uporedile prilikom nagle promene učestanosti, i definisana je sa:

$$J_F = \frac{1}{N} \sum_N \frac{|F_i - f_i|}{F_i} \cdot 100 \quad (5.26)$$

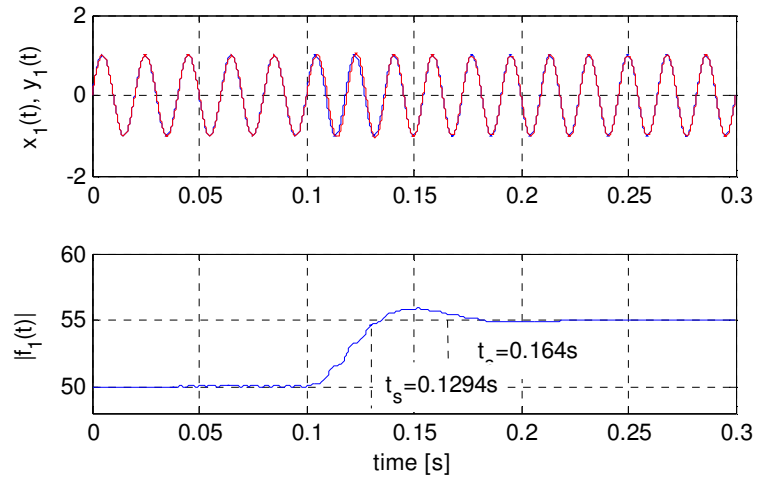
gde  $F_i$  i  $f_i$  predstavljaju referentnu i izračunatu učestanost signala u vremenskom trenutku  $i$ .



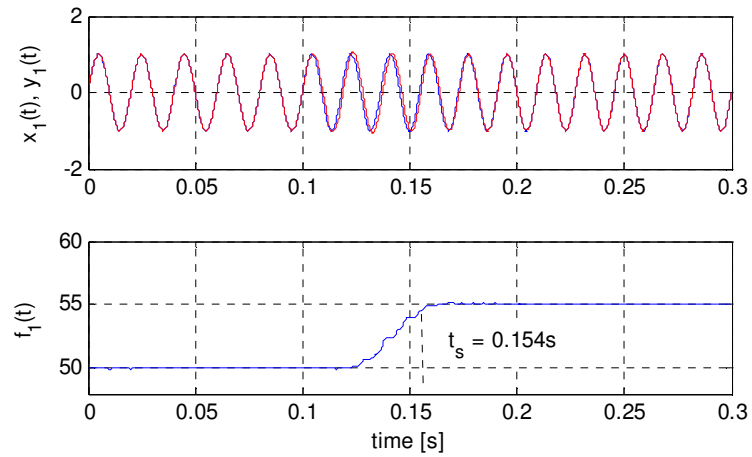
Slika 5.6. – Test signal  $x_b$

Na sl. 5.7 je prikazana simulacija signala sa ANF baziranom na GSD metodi signala  $x_b$ . Sl. 5.8 pokazuje filtriranje ANF metode bazirane na RML metodi, a na sl. 5.9 predloženom ANKF metodom. Referentni signal, odnosno prvi harmonik (plava linija) i filtrirani prvi harmonik (crvena linija) prikazani su na gornjim dijagramima slika. Izračunata učestanost je data na donjim dijagramima.





Slika 5.7. – Test signal  $x_b$  filtriran sa ANF metodom baziranom na GSD metodu



Slika 5.8. – Test signal  $x_b$  filtriran sa ANF metodom baziranom na RML metodu

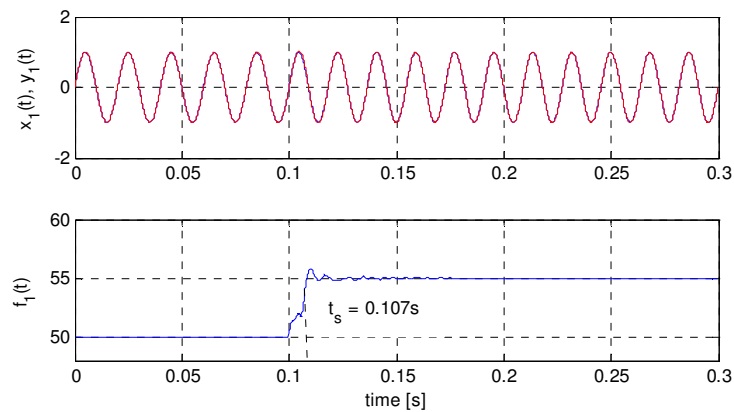


Fig. 5.9. – Test signal  $x_b$  filtriran sa ANKF metodom

	GDM	RML	ANKF
$J_{F1}$	0.0029	0.0107	0.0426
$J_{F2}$	1.9217	3.6405	0.5351
$J_{F3}$	0.0835	0.0347	0.0331

Tabela 2. – Vrednosti kriterijumskih funkcija za različite metode u drugom testu

Kriterijumske funkcije  $J_{F1}$ ,  $J_{F2}$  and  $J_{F3}$  su izračunate za prvu, drugu i treću stotinu milisekundi, i date su u tabeli 2. Ponovo je  $J_F$  u stacionarnom stanju niža kod prve dve metode. U toku prelaznog režima najniža vrednost  $J_{F2}$  je dobijena predloženom metodom. ANKF metoda ima daleko najbrži odziv na promenu učestanosti i dostiže ustaljeno stanje za  $t=7ms$  od skoka učestanosti.

### 5.2.3 Brza promena i amplitude i učestanosti

Treći razmatrani signal ima prvi harmonik koji ima nagle promene, kako amplitude, tako i učestanosti i dat je sledećim jednačinama:

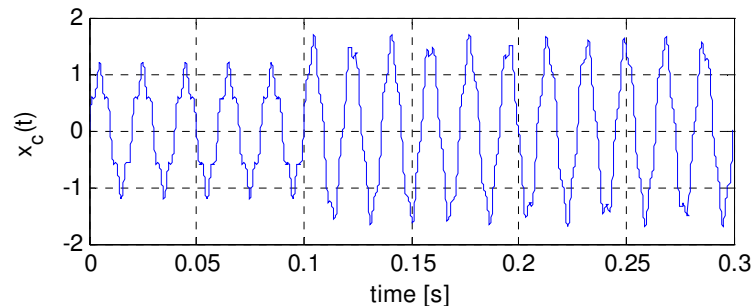
$$x_c(t) = A_1(t) \sin(\omega_1(t)t) + 0.2 \sin(\omega_5 t) + v(t) \quad (5.24)$$

$$A_1(t) = \begin{cases} 1 & t \leq 100ms \\ 1.5 & t > 100ms \end{cases}$$

$$\omega_1(t) = \begin{cases} 2\pi \cdot 50 & t \leq 100ms \\ 2\pi \cdot 50 \cdot 1.1 & t > 100ms \end{cases} \quad (5.25)$$

$$\omega_5 = 2\pi \cdot 250$$

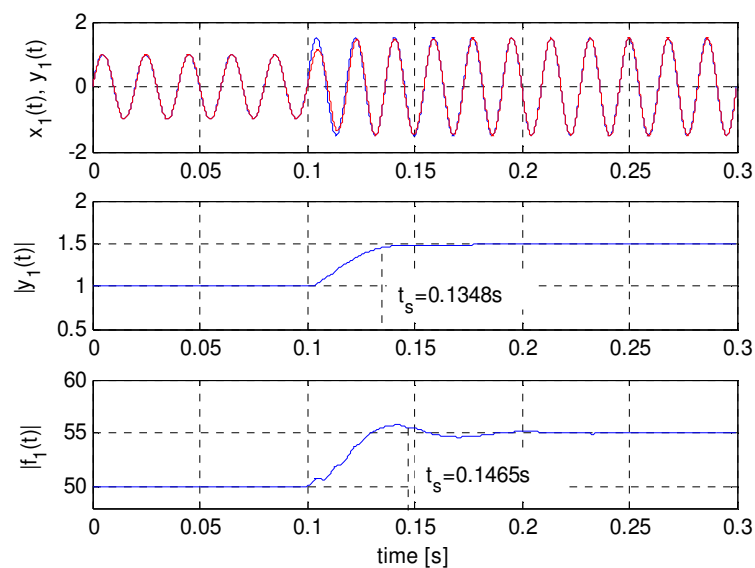
Signal  $x_c$  je prikazan na sl. 5.10. Nagla promena u signalu može se videti u vremenskom trenutku  $t=100ms$ .



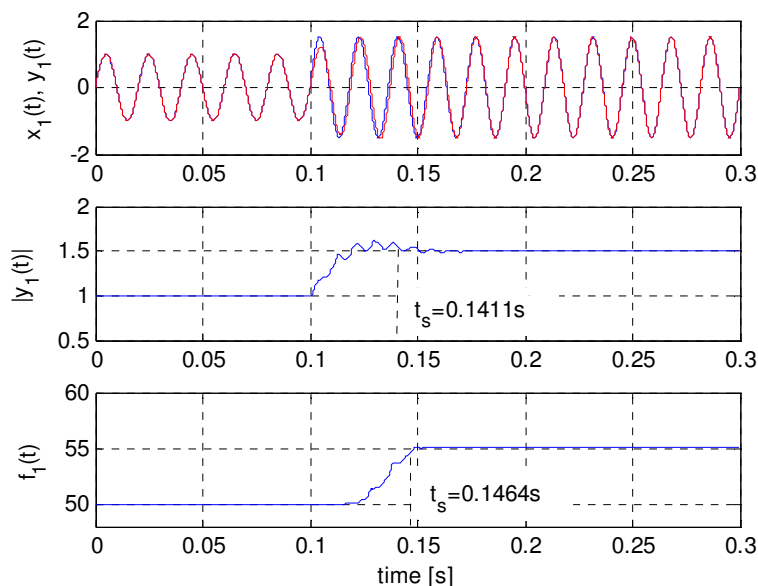
Slika 5.10. – Test signal  $x_c$

Simulacioni rezultati metodom ANF baziranom na GSD metodom dati su na sl. 5.11. Na sl. 5.12 su simulacioni rezultati urađeni metodom ANF baziranom na RML i na sl. 5.13 predloženom ANKF metodom. Na gornjim dijagramima su dati prvi harmonici referentnog signala (plava linija) i filtriranog signala (crvena linija). Na srednjim dijagramima su dati odzivi na naglu promenu amplitude, dok su na donjim dijagramima odzivi na naglu promenu učestanosti.

Odzivi prve metode na promene amplitude odnosno učestanosti su  $t_s=34.8ms$  i  $t_s=46.5$ , odzivi druge metode su  $t_s=41.1ms$  i  $t_s=46.4ms$ , dok su najbrži odzivi dobijeni predloženom ANKF metodom,  $t_s=19ms$  and  $t_s=22ms$ .



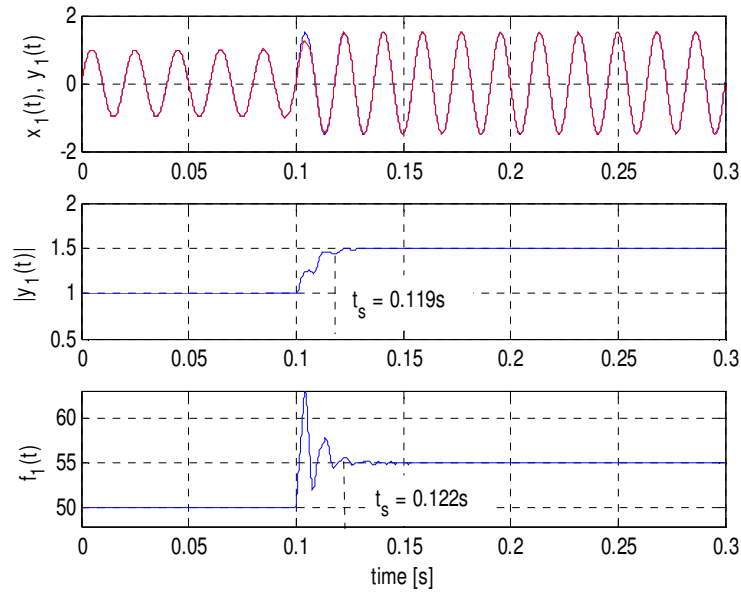
Slika 5.11. – Test signal  $x_c$  filtriran sa ANF metodom baziranom na GSD metodu



Slika 5.12. – Test signal  $x_c$  filtriran sa ANF metodom baziranom na RML metodu

Kriterijumske funkcije su izračunate i za treći test, kako za promenu amplitude, tako i za promenu učestanosti, Tabela 3. Ponovo su vrednosti u ustaljenom stanju niže za prva dva metoda dok u prelaznom režimu predloženi ANKF metod.

U simulacijama je korišćena samo jedna računarska jedinica za prva dva metoda. U slučaju ANKF, svaka harmonijska komponenta mora biti modelovana. To znači da su oba harmonika, i prvi i peti, modelovana. Tako je red sistema postao 6.



Slika 5.13. – Test signal  $x_c$  filtriran sa ANKF metodom

	GDM	RML	ANKF
$J_{A1}$	0.0036	0.0695	0.2198
$J_{A2}$	6.622	3.7156	2.603
$J_{A3}$	0.0626	0.0574	0.1424

$J_{F1}$	0.0029	0.0107	0.0426
$J_{F2}$	1.727	3.171	0.8904
$J_{F3}$	0.0562	0.0317	0.0324

Tabela 3. – Vrednosti kriterijumskih funkcija za različite metode u trećem testu

### 5.3 Eksperimentalni rezultati

Predloženi metod je implementiran na digitalnom sistemu realnog vremena u cilju verifikacije efektivnosti metode. Digitalni sistem koji je korišćen je od firme dSpace i opremljen je:

- Procesorskom karticom DS1005
- Predprocesorskom karticom DS5203 sa FPGA procesorom i I/O modulom DS5203M1

Osnovne karakteristike procesorske kartice su:

- IBM PowerPC 750GX, 1GHz
- Izvršava i do 4 instrukcije paralelno
- 32KB L1 Keš memorije podataka
- 32KB L1 Keš memorije instrukcija

- 1MB L2 Keš memorije
- PHS++
- 32-bit I/O bus for modular I/O configuration

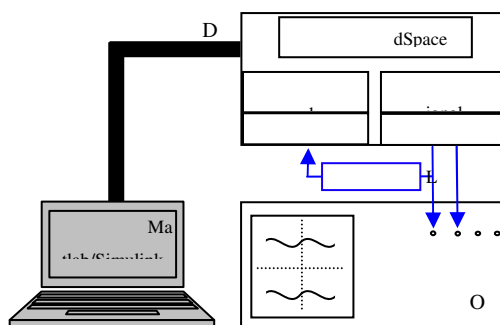
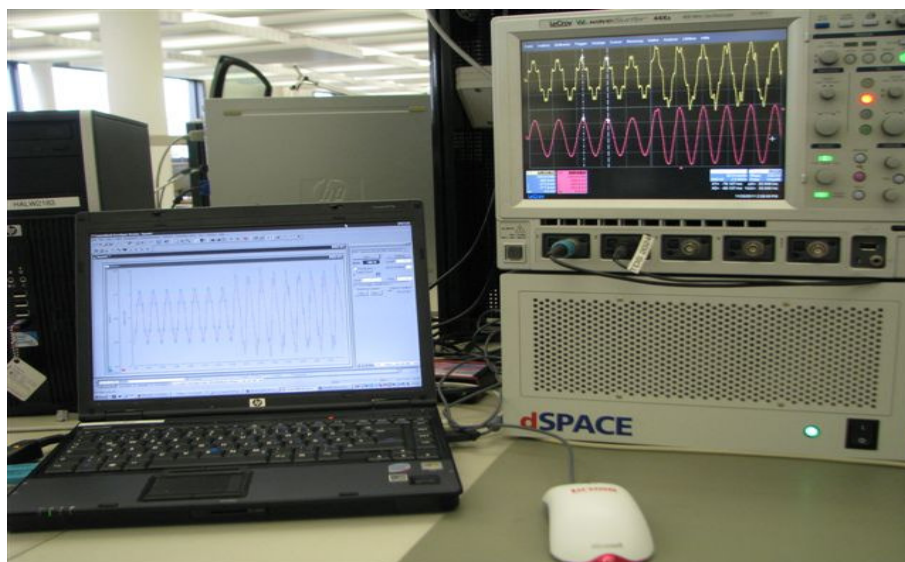
Osnovne karakteristike predprocesorske kartice:

- User-programmable FPGA
- Xilinx Virtex®-5 SX95T-2C
- Logic cells: 94298 (Virtex-5 slices: 14720; DSP slices: 640)
- Distributed RAM: 1520 kbit
- Block RAM: 8784 kb
- 100 MHz
- 6 channels Analog input
- Resolution: 14 bit pipelined
- Sampling rate: 10 Msps
- Input voltage range selectable for each channel:  $\pm 5$  V or  $\pm 30$  V
- 6 channels Analog output
- Resolution: 14 bit
- Update rate: 10 Msps
- Output voltage range:  $\pm 10$  V

Eksperimentalno okruženje je prikazano na sl. 5.14. Metod je prvo implementiran u MATLAB/Simulink okruženju, kompajliran i prebačen u procesorsku memoriju. Učestanost odabiranja je izabrana da bude  $f_s=10\text{kHz}$ , dok je osnovna učestanost napajanja  $f_0=50\text{Hz}$ . Vrednosti matrica i parametara  $Q$ ,  $R$  i  $\rho$  su iste kao i u simulacionim testovima, i iste su za sve harmonike. dSpace sistem je veoma snažan sistem tako da je iskorišćen i kao signal generator. Generisani test signal je preko D/A konvertora i priključnog panela, prvo analogno filtriran da bi se izbegao aliasing i da bi se ograničila maksimalna učestanost signala, a zatim vraćen preko A/D konvertora u procesor (donji deo dijagrama na sl. 5.15).

Signali su takođe mereni korišćenjem digitalnog osciloskopa LeCroy. ANKF metod je modelovan tako da filtrira osnovni i tri viša harmonika. Ovom metodom je takođe moguće da se filtrira i više harmonijskih komponenti. U tim slučajevima je naravno potrebno znati tačan broj harmonijskih komponenti koje su ulaznom signalu. Maksimalnu učestanost je naravno uvek potrebno ograničiti sa analognim filtrom na ulazu.

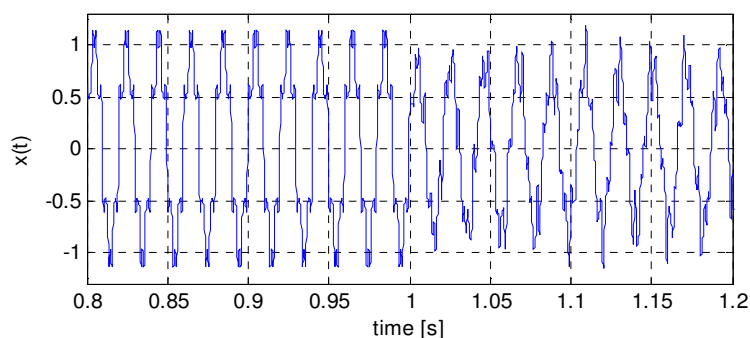
Za ANF metode [11] i [15] je preporučeno da se koristi dodatni niskopropusni filter za izlaznu amplitudu, odnosno učestanost. Potrebno je naglasiti da signali sa ANKF metodom nisu dodatno filtrirani.



Slika 5.14. – Experimentalno okruženje (gore) i šema povezivanja (donji dijagram)

### 5.3.1 Propad napona, promena učestanosti i harmonici

Prvi slučaj koji je testiran je propad napona. Propad napona je smanjenje napona napajanja na vrednost od 0.1 do 0.9 nominalne vrednosti prema standardu IEEE 519. Generisani test signal je prikazan na sl. 5.15. Na ulazni signal su dodati peti, sedmi kao i jedanaesti harmonik sa njihovim standardnim vrednostima 1/5, 1/7 i 1/11.

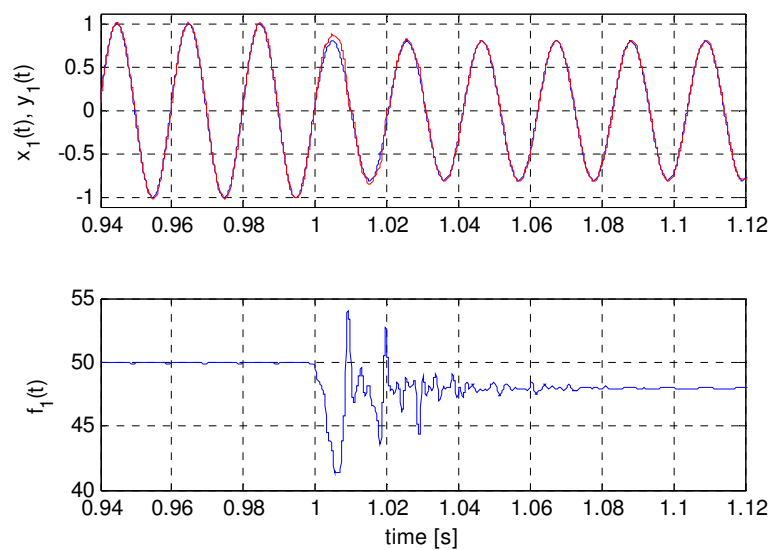


Slika 5.15. – Propad napona

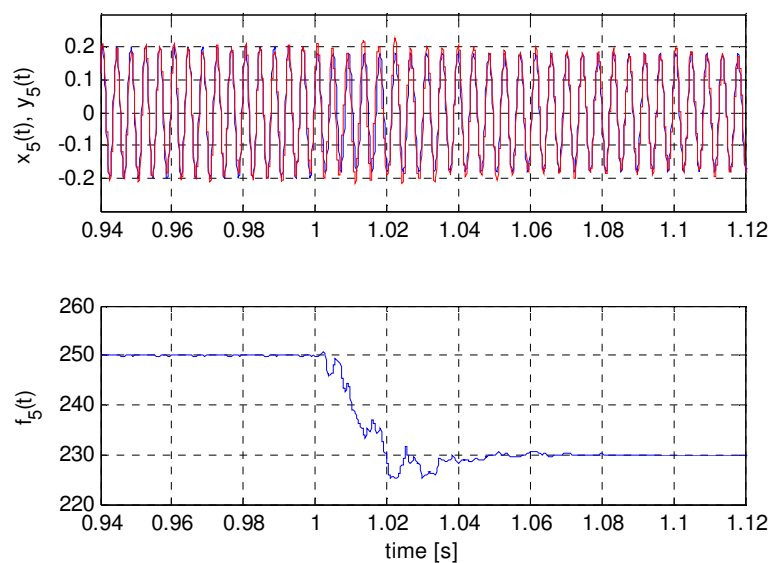
Posle jedne sekunde je amplituda prvog harmonika smanjena za 20% a viših harmonika za 10%. Učestanosti harmonika su dodatno su promenile vrednosti na 48, 230, 330

i 530Hz. Učestanosti viših harmonika nisu više celobrojni umnožak osnovne učestanosti. Prem definiciji interharmonika [3], signal je bogat interharmonicima.

Sl. 5.16 pokazuje estimaciju osnovnog harmonika, sl. 5.17 petog harmonika, sl. 5.18 sedmog i sl. 5.19 jedanaestog harmonika. Na gornjim dijagramima su dati referentni signali harmonika (plava linija) i filtrirani (crvena linija) signal odgovarajućeg harmonika. Na donjim dijagramima su date estimacije učestanosti odgovarajućeg harmonika. Promene prvog harmonika su detektovane veoma brzo i već u roku od 20ms, filtrirani signal ima vrednost referentnog signala. Odziv na promene učestanosti ima male oscilacije ali one imaju visoku učestanost tako da bi se mogle eliminisati sa dodatnim niskopropusnim filtrom.

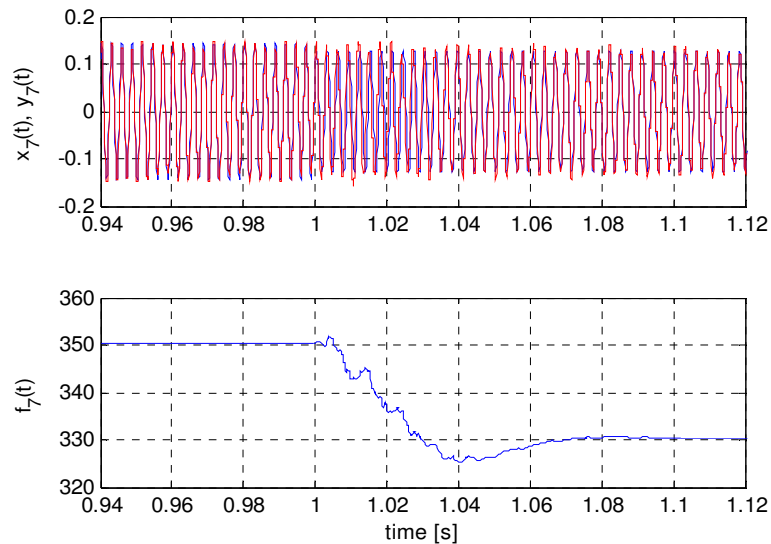


Slika 5.16. – Osnovni harmonik testa sa propadom napona

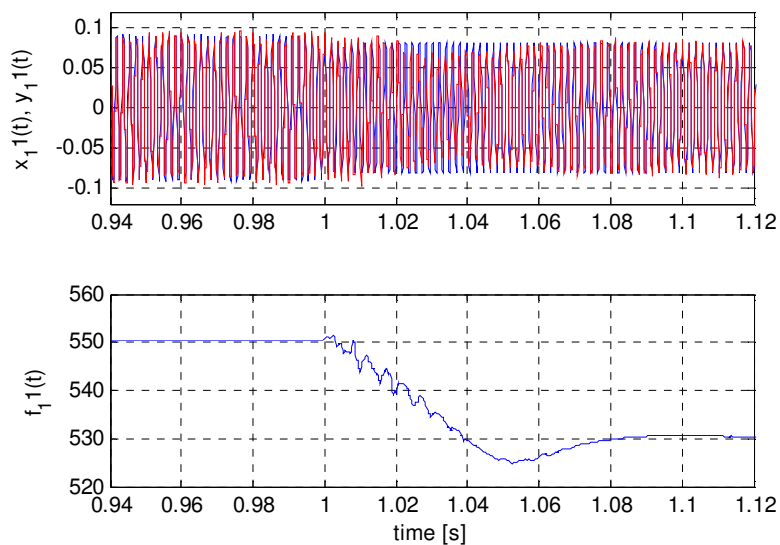


Slika 5.17. – Peti harmonik testa sa propadom napona

U estimaciji viših harmonika se može videti da je estimacija lošija ako je red višeg harmonika veći. Taj problem se može objasniti manjim brojem odbiraka po jednoj periodi harmonika. Iako je odziv viših harmonika nešto sporiji, i on dostiže ustaljenu vrednost nakon nekoliko perioda osnovnog harmonika.



Slika 5.18. – Sedmi harmonik testa sa propadom napona

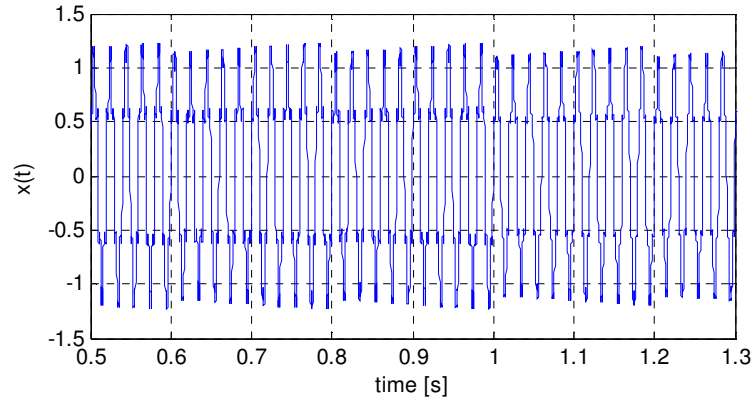


Slika 5.19. – Jedanaesti harmonik testa sa propadom napona

### 5.3.2 Naponski fliker modulisan trouglastim signalom i harmonici

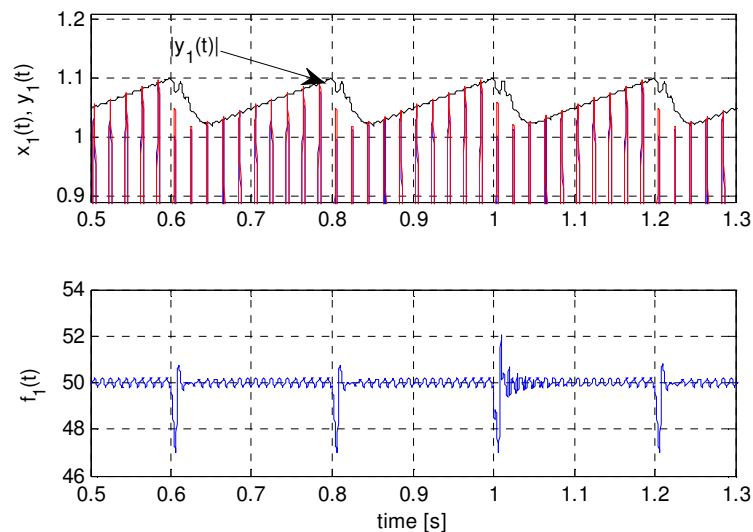
Ovde je predstavljen test sa naponskim flikerom koji je modulisan trouglastim signalom [25]. Učestanost modulišućeg signala je 5 Hz, dok je amplituda 10%. Viši harmonici su dodatno sadržani u ulaznom signalu; peti, sedmi i jedanaesti sa uobičajenim normalizovanim vrednostima od 1/5, 1/7 i 1/11. U trenutku  $t=1s$ , amplitude harmonika su smanjene za 20%. Test signal je predstavljen na sl. 5.20.





Slika 5.20. – Naponski fliker modulisan trouglastim signalom

Rezultat testa je predstavljen na sl. 5.21. Gornji dijagram pokazuje referentni signal (plava linija), estimirani prvi harmonik (crvena linija) i estimiranu vrednost prvog harmonika. Donji dijagram pokazuje estimiranu vrednost učestanosti prvog harmonika. Kao što je spomenuto, estimirani signali nisu dodatno filtrirani, tako da se može videti mala talasnost u signalu učestanosti.



Slika 5.21. – Prvi harmonik u slučaju naponskog flikera modulisanog trouglastim signalom

## 5.4 Zaključak

U ovom poglavlju predložen je metod za *on-line* harmonijsku analizu. Razvijen je model u obliku diskretnih jednačina stanja i prilagođen primeni KF-a. Za predloženi nelinearni model je primenjen EKF. Nekoliko simulacionih testova je urađeno da bi se metod uporedio sa sličnim metodama za praćenje harmonika i interharmonika. Metod je implementiran na digitalnom procesoru za obradu signala da bi se dokazala njegova efikasnost. Metod pokazuje veoma brz odziv na promene harmonika, kako amplituda, tako i

učestanosti, ali zahteva prilično veliku računarsku snagu procesora, što sa modernim procesorima uopšte ne bi trebalo da bude problem.

## 5.5 Spisak literature referencirane u petom poglavlju

- [1] D.Sabin, A.Sundaram, *Quality Enhances Reliability*, IEEE Spectrum, vol.33, no.2, Feb.1996, pp.34-41.
- [2] M. Kesler, E. Ozdemir, *Synchronous Reference Frame (SRF) Based Control Method for UPQC under Unbalanced and Distorted Load Conditions*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58 No.9, Sept. 2011, pp. 3967 - 3975
- [3] S.K.Jain, S.N.Singh, *Harmonics Estimation in Emerging Power System: Key Issues and Challenges*, Electric Power Systems Research, vol. 81, pp. 1754-1766, June 2011.
- [4] V. A. Katic, J. M. Knezevic, and D. Graovac, *Application-oriented comparison of the methods for AC/DC converter harmonics analysis*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 6, pp. 1100–1108, Dec. 2003.
- [5] J. M. Knezevic, V. A. Katic, *The Hybrid Method for On-Line Harmonic Analysis*, Advances in Electrical and Computer Engineering, no. 3, pp. 29–34, Aug. 2011.
- [6] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, *A Nonlinear Adaptive Filter for Online Signal Analysis in Power Systems: Applications*, IEEE Trans. Power Del., vol. 17, no. 2, pp. 617–622, Apr. 2002.
- [7] A. K. Ziarani and A. Konrad, *A method of extraction of nonstationary sinusoids*, IEEE Signal Process., vol. 84, no. 8, pp. 1323–1346, 2004.
- [8] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, *Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies*, IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 1, pp. 23–31, Jan. 2005.
- [9] M. Karimi-Ghartemani and A. K. Ziarani, *Performance characterization of a nonlinear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop*, Int. J. Adaptive Control Signal Process., vol. 18, pp. 23–53, 2004.
- [10] M. Karimi-Ghartemani and A. K. Ziarani, *A nonlinear time-frequency analysis method*, IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 6, pp. 1585–1595, Jun. 2004.
- [11] Mojiri, M. Karimi-Ghartemani, M. Bakhshai, *Processing of Harmonics and Interharmonics Using an Adaptive Notch Filter*, IEEE Trans. Power Del., vol. 25, no. 2, pp. 534–542, Apr. 2010.
- [12] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, M. Mojiri, *A Real-Time Extraction of Harmonic and Reactive Current in a Nonlinear Load for Grid-Connected Converters*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, June 2009, pp. 2185-2189.
- [13] A.Nehorai, *A Minimal Parameter Adaptive Notch Filter With Constrained Poles and Zeros*, IEEE Trans. ASSP., vol. 33, no. 4, pp. 983–996, Aug. 1985.
- [14] J.Zhou, G.Li and M.Sun, *A Structural View of Stability in Adaptive IIR Filters*, IEEE Trans. Signal Process., vol. 54, no. 12, pp. 4828–4837, Dec. 2006.
- [15] A.Elnady and A.Noureldin, *Mitigation of Arc Furnace Voltage Flicker Using an Innovative Scheme of Adaptive Notch Filter*, IEEE Trans. Power Del., vol. 26, no. 3, pp. 1326–1336, Jul. 2011.
- [16] A.A.Girgis, W.Chang and E.B.Makram, *Analysis of High-Impedance Fault Generated Signals Using a Kalman Filtering Approach*, IEEE Trans. Power Del., vol. 5, no. 4, pp. 1714–1724, Nov. 1990.
- [17] B.F.La Scala and R.R.Bitmead, *Design of an Extended Kalman Filter Frequency Tracker*, IEEE Trans. Signal Process., vol. 44, no. 3, pp. 739–742, Mar. 1996.

- [18] K.Nishiyama, *A Nonlinear Filter for Estimating a Sinusoidal Signal and Its Parameters in White Noise: On the Case of a Single Sinusoid*, IEEE Trans. Signal Process., vol. 45, no. 4, pp. 970–981, Apr. 1997.
- [19] P.K.Dash, A.K.Pradhan and G.Panda, *Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using Extended Complex Kalman Filter*, IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 3, pp. 761–767, Jul. 1999.
- [20] S.Bittanti and S.M.Savaresi, *On the Parametrization and Design of an Extended Kalman Filter Frequency Tracker*, IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 45, no. 9, pp. 1718–1724, Sep. 2000.
- [21] K.K.C.Yu, N.R.Watson and J.Arrilaga, *An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Harmonic State Estimation and Harmonic Injection Tracking*, IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 2, pp. 1577–1584, Apr. 2005.
- [22] J.A.R.Macias and A.G.Exposito, *Self-Tuning of Kalman Filters for Harmonic Computation*, IEEE Trans. Power Del., vol. 21, no. 1, pp. 501–504, Jan. 2006.
- [23] C.H.Huang, C.H.Lee, K.J.Shih and Y.J.Wang, *Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using a Robust Algorithm*, IEEE Trans. Power Del., vol. 23, no. 1, pp. 41–51, Jan. 2008.
- [24] C.I.Chen, G.W.Chang, R.C.Hong and H.M.Li, *Extended Real Model of Kalman Filter for Time-Varying Harmonics Estimation*, IEEE Trans. Power Del., vol. 25, no. 1, pp. 17–26, Jan. 2010.
- [25] I, Sadinejad and V.V.Agelidis, *Frequency Adaptive Least Squeres Kalman Technique for Real Time Voltage Envelope and Flicker Estimation*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 59, no. 8, pp. 3330–3341, Aug. 2012.
- [26] R.Panchalard, J.Koseeyaporn and P.Wardkein, *State-Space Kalman Adaptive IIR Notch Filter*, Communications, Circuits and Systems Proceedings, International Conference, pp.206-210 June 2006.
- [27] J.Liang, S.Wang and S.Yang, *Robust Adaptive IIR Notch Filters: A Novel State-Space Approach*, Circuits and Systems, ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on , May 2006.

## 6 Zaključak

Naučna rasprava izložena u ovoj disertaciji se bavi analizom kvaliteta električne energije. U disertaciji su prvo izložene osnovne definicije, problemi kvaliteta električne energije i međunarodni standardi koji se bave ovom temom. Visok kvalitet električne energije podrazumeva da je napon napajanja potrošača idealna sinusoida sa tačno određenom amplitudom i učestanošću, a takve karakteristike mora da ima i struja potrošača. Bilo kakva odstupanja od idealnog talasnog oblika se nazivaju izobličenja i najčešće se karakterišu harmonicima. Zbog toga je analiza kvaliteta električne energije u stvari analiza harmonijskog sastava napona napajanja i struja potrošača.

U poslednjih nekoliko decenija došlo je do naglog razvoja poluprovodničkih komponenata, koje su pokrenule ubrzan razvoj, ne samo upravljačkih kola digitalne elektronike, nego i snažnih uređaja energetske elektronike. Ti uređaji su nelinearnog karaktera, što dovodi do pojave harmonika u struji potrošača, koji se propagiraju kroz napojnu mrežu i rezultuju u izobličenju talasnih oblika kako struje tako i napona elektroenergetskog sistema. S obzirom da se snaga i broj takvih nelinearnih potrošača sve više povećavaju, problem harmonika u mreži postaje sve ozbiljniji. Stanje se dodatno pogoršava sve većim brojem regulisanih elektromotornih pogona, kod kojih se javljaju česte promene brzine i razvijenog momenta na osovini motora, a time i brze promene struje uzete iz mreže. Takodje, svako aktiviranje uređaja energetske elektronike dovodi do brzih tranzijenata struje potrošača.

S jedne strane su potrebne metode koje će moći tačno da ocene takve prelazne režime rada, a s druge strane, da bi se takve promene kompenzovale i smanjio stepen izobličenja, potrebna je što brža informacija o višim harmonicima, kako u naponu napajanja, tako i u struji potrošača.

Rešavanje ovog izazovnog problema - postizanje što bolje kontinualne tačnosti pri harmonijskoj analizi naglih promena napona i struja, nastalih zbog promenljivog rada uređaja energetske elektronike - je bila osnovna motivacija dugogodišnjeg istraživanja sumiranog u ovoj disertaciji.

Detaljno je analizirana dostupna literatura i data je opšteprihvaćena podela metoda za analizu harmonika na parametarske i neparametarske. Neparametarske metode procenjuju spektar direktno iz odbiraka signala u cilju određivanja određenih koeficijenata (amplituda, učestanost i fazni pomeraj) osnovne funkcije, koja je najčešće sinusna funkcija. Parametarske metode koriste odgovarajući matematički model koji opisuje signal koji se analizira. Nakon modelovanja signala, na odgovarajući način se izračunavaju parametri modela korišćenjem odbiraka signala.

Razmatrane su najvažnije metode koje se koriste u harmonijskoj analizi - date su osnovne matematičke definicije metoda i detaljno su analizirane prednosti i mane svake od njih. Furijeova transformacija (FT) je osnovni i najčešće korišćen metod u analizi harmonika, ali su njegove mane dovele do toga da se konstantno istražuju nove metode koje bi dovele do što tačnije i brže informacije o osnovnom i o višim harmonicima. Osnovni problem koji se javlja kod većine metoda je kontradiktornost zahteva da je potrebna što bolja preciznost (rezolucija) izračunavanja amplitude i učestanosti harmonika s jedne strane i što tačnije praćenje njihove promene u vremenu. Za što bolju rezoluciju amplitude/učestanosti je potreban što širi prozor odbiraka signala u kome se harmonici analiziraju a za što bolju rezoluciju u vremenu što uži prozor.

Prvi problem kojim se bavi ova disertacija i koji je detaljno obrađen u trećem poglavlju je analiza talasnih oblika struja i napona ispravljača. Trofazni ispravljači velike snage se koriste za napajanje regulisanih elektromotornih pogona, kod kojih često dolazi do promene brzine i momenta na vratilu, a samim tim i struje i napona. Već od ranije je poznato da FT ne daje zadovoljavajuće rezultate u analizi tako brzih promena. Zbog toga je prvo predstavljena analiza tranzijentnih režima pomoću *wavelet* transformacije (WT), koja ima sposobnost da brzo detektuje promene u signalu. Glavni nedostatak WT-a je da ne može da prati tačno određeni harmonik, nego ulazni signal dekomponuje u odgovarajuće podopsege koji mogu sadržati više harmonika. Zbog toga što postojeći standardi definišu dozvoljene

nivoje harmonika, u disertaciji je predstavljen metod za proveru da li su određeni dozvoljeni nivoi harmonika narušeni ili ne.

Mnogo naprednija tehnika je modulirana preklapajuća transformacija (*Modulated Lapped Transform*, MLT). Ovaj metod takodje može da detektuje brze promene u analiziranom signalu, ali za razliku od WT-a dekomponuje signale u tačno određene podopsege koji pokrivaju samo jednu harmonijsku komponentu. Stoga se postojeći međunarodni standardi u vezi ograničenja harmonika mogu direktno primeniti na rezultat primene MLT-a. Navedeni metodi su neparametarski i pogodni su za *off-line* analizu. Prvo je potrebno izvršiti odabiranje dovoljnog broja odbiraka signala (koji je povezan sa zahtevanom rezolucijom) i zatim se izvršava harmonijska analiza. To znači da je vremensko kašnjenje ovih metoda zavisno od broja odbiraka koji je potreban da bi se izvršila analiza.

Simulacije predstavljene u trecem poglavlju poredе stacionarne i dinamičke karakteristike prozorske FT (*Windowed Fourier Transform*, WFT), WT-a i MLT-a. Prvo su simulirane postepene promene u amplitudama osnovnog i/ili viših harmonika, a zatim i nagle promene, kakve se pojavljuju u regulisanim elektromotornim pogonima. Analizirani su i fazno i impulsno širinski kontrolisani ispravljači, sa inherentno drugačijim sastavom viših harmonika. Simulacije pokazuju da MLT omogućuje mnogo precizniju analizu vremenski promenljivih harmonika nego druge dve metode, pogotovo u tranzijentnim režimima rada..

U slučajevima kada je potrebno koristiti uređaje za korekciju kvaliteta električne energije, neophodno je primeniti *on-line* metode, kako bi se što brže detektovala promena harmonika i efikasno sprovelo upravljanje njihovim smanjenjem. *On-line* metode započinju određivanje harmonijskog sastava signala odmah nakon što je sledeći odbirak signala dostupan. Ukoliko je poznat harmonijski spektar signala, pogodno je primeniti rekurzivnu varijantu digitalne FT (DFT), tako da se izračunavaju samo oni harmonici koji su sadržani u signalu. Međutim, jedan od glavnih problema DFT-a je što ne daje tačne rezultate ukoliko se menja učestanost harmonika, iako je dinamički odziv prilično brz i jednak periodu osnovnog harmonika. Adaptivni pojasni filter (*Enhanced phase locked loop* EPLL) se pokazao kao vrlo efikasan u praćenju kako amplitude tako i učestanosti i faznog pomaka signala. Međutim, dinamički odziv EPLL-a je znatno sporiji u poređenju sa DFT metodom.

U četvrtom poglavlju je predložen nov hibridni metod dobijen kombinovanjem DFT-a i EPLL-a, sa ciljem da se iskoriste prednosti tih metoda s jedne i nadoknade nedostaci s druge strane. Hibridni metod je zadržao dinamički odziv DFT-a, dok je EPLL obezbedio sinhronizaciju sa osnovnom učestanošću sistema. Komparativna analiza tačnosti i dinamičkog odziva metoda (DFT, EPLL i hibridni metod) su sprovedeni za nagle promene amplitude i

nagle promene frekvencije. U prvom koraku upoređeni prvo u simulacijama a zatim i eksperimentalno, prilikom testiranja uređaja za korekciju kvaliteta električne energije. Iako zahteva više izračunavanja nego izvorni metodi u online analizi harmonika, hibridni metod pokazuje značajne prednosti u harmonijskoj analizi brzo promenljivih napona i struja.

Predloženi hibridni metod, iako pogodan za analizu vremenski promenljivih napona i struja, daje dovoljno tačnu informaciju o osnovnom i višim harmonicima samo ako su njihove učestanosti celobrojni umnošci učestanosti osnovnog harmonika. Ako se promeni učestanost osnovnog harmonika, i za isti procenat promeni i učestanost viših harmonika, hibridni model i dalje daje tačne rezultate. Medjutim, u slučajevima kada celobrojni odnos frekvencije viših i osnovnog harmonika ne važi, odnosno dodje do pojave interharmonika, predloženi hibridni metod ne daje tačne rezultate. Drugi problem kojim se bavi ova disertacija je pronalaženje najboljeg metoda za tačnu harmonijsku analizu brzo promenljivih signala sa interharmonicima.

Za analizu harmonika i interharmonika koriste se razne varijante metode opadajućeg gradijenta (*Gradient Descend Method* GDM). Jedna grupa adaptacionih algoritama analizirana u ovoj disertaciji je bazirana na EPLL-u dok je druga grupa zasnovana na adaptivnim pojasnim filterima (*Adaptive Notch Filter* ANF) sa rekurzivnim algoritmima za *on-line* na podešavanje parametara filtera. Medjutim, sve ove metode imaju slabiji dinamički odziv u odnosu na DFT i metode bazirane na KF-u.

Stoga je u petom poglavlju predložen još jedan novi metod, nazvan adaptivni pojasni KF (*Adaptive Notch Kalman Filter*, ANKF). Metod koristi ANF za modelovanje harmonijskih komponenti u ulaznom signalu dok se prošireni KF (Extended KF, EKF) koristi kao adaptivni mehanizam. Rekurzivni algoritam EKF-a je podeljen u dva dela: vremensko podešavanje i podešavanje prema rezultatima merenja. ANKF je preuzeo osobinu ANF-a da može adaptivno da prati promene učestanosti i osobinu EKF-a da ima bolji dinamički odziv.

Superiornost dinamičkog odziva predloženog ANKF metoda je prvo potvrđjena komparativnim simulacijama u odnosu na dva ANF-a – jedan baziran na GDM-u a drugi baziran na metodu rekurzivne maksimalne verodostojnosti (*Recursive Maximum Likelihood*, RML). Simulirana su tri nagla tranzijenta – promena amplitude, promena učestanosti i istovremena promena i amplitude i učestanosti – uvek uz značajno prisustvo petog harmonika. Zatim je ANKF metod implementiran na modernom procesoru za digitalnu obradu signala i testiran sa nekoliko naponski izobličenih signala koji su bogati višim harmonicima. Analizirana je promena i amplitude i frekvencije osnovnog harmonika, sa istovremenom promenom amplitude petog, sedmog i jedanaestog harmonika. Obe promene prvog harmonika

su detektovane veoma brzo i već u roku od 20 ms (jedne periode), filtrirani signal verno prati vrednost referentnog signala. Oscilacije u odzivu na promene učestanosti imaju visoku učestanost tako da bi se mogle eliminisati dodatnim niskopropusnim filterom. Odziv na promene viših harmonika su takodje vrlo brze i ustaljene vrednosti se dostižu nakon nekoliko perioda osnovnog harmonika.

Simulacioni i eksperimentalni rezultati pokazuju da metod ima veoma brz odziv na promene harmonika, kako amplituda, tako i učestanosti. Metod zahteva priličnu računarsku snagu procesora, što sa modernim procesorima nije problem. Medjutim, ako se želi istovremeno pratiti velik broj harmonika, povećanje potrebe za snagom procesora izrazito raste, povećavajući cenu uređaja.

Iako istraživanja predstavljena u ovoj disertaciji imaju značajan naučni doprinos, ona nisu završena. Novi ANKF metod predstavljen u petom poglavlju daje izuzetno dobre rezultate kada je reč o harmonicima koji su vremenski promenljivi. Izuzetno brzo prati promene harmonika, ali isto tako zahteva prethodno poznavanje harmonijskog sastava i dobre računarske resurse. Prevazilaženje ovih nedostataka bi mogao biti jedan od daljih pravaca razvoja tog metoda.

Cilj istraživanja u analizi kvaliteta električne energije ostaje i dalje isti - pronaći metod koji izuzetno brzo i tačno prati promene svih parametara (amplitude, učestanosti i faznog pomeraja) svih izraženih harmonika.